TV
l'antenna
ANNO XXXVII - MAGGIO 1965
NUMERO
5
LIRE 350
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

ANNO XXXVII **5**

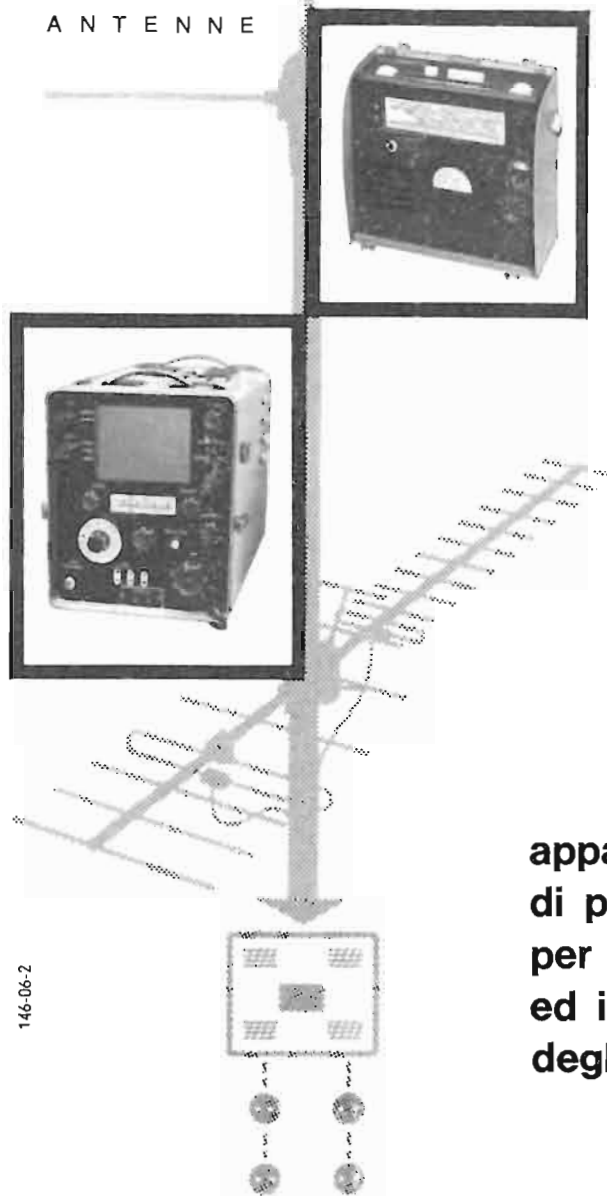
MAGGIO 1965 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

SOMMARIO

A. Banfi	**193**	La radio ha 70 anni
G. Rosso	**194**	Caratteristica e circuiti d'impiego dei transistori a valanga
A. Banfi	**211**	Il salone internazionale dei componenti elettronici a Parigi
A. B.	**212**	La TV a colori in Italia
A. Longhi	**213**	Ricevitori di TV VHF a doppia conversione
G. Baroni	**218**	Rettificazione a valore medio mediante circuiti a transistori con alimentazione a batteria
pp. s. s.	**220**	Notiziario industriale
P. Rosti	**221**	Radiatore acustico di caratteristiche brillanti
P. Soati	**223**	Note di servizio dei ricevitori di TV Radio Allocchio Bacchini mod. 19 M 66 - 23 M 99 - 23M106
A. Nicolich	**224**	Amplificatore stereofonico 2 x 15 W
J. Tacussel	**228**	Studio di un amplificatore di potenza a transistori (parte seconda di due parti)
a. f., P. Soati	**232**	A colloquio coi lettori
	240	Archivio schemi

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - Tel. 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « *l'antenna* » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. **350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. **3.500**; estero L. **7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. **50**, anche in francobolli.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 9 settembre 1948 n. 464 del Registro - Tip. Ediz. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Tel. 36.77.88
Concessionaria per la distribuzione in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Privata E. Boschetti 11 - Milano - Tel. 6883.407-6883.417

apparecchi di prova Siemens per la progettazione ed il collaudo degli impianti d'antenna

tipo SAM 216 c per onde L-M-C-MF

- misure selettive e a banda larga in tutti i campi d'onda
- funzionamento interamente transistorizzato
- controllo selettivo all'ascolto con altoparlante incorporato
- strumento indicatore a tre scale per L-M-C-MF banda larga
- dimensioni 280 x 275 x 135 mm
- peso 5 kg comprese le batterie

tipo SAM 317 d W per TV banda I-III-IV-V

- misure per confronto di luminosità
- video del formato di 95 x 125 mm con possibilità di espandere l'immagine nel rapporto 1 : 1,5
- campo di misura 100 μV - 2,5 V
- altoparlante incorporato per il controllo audio
- alimentazione stabilizzata a 110 - 125 - 160 - 220 V
- dimensioni 490 x 270 x 310 mm
- peso 19 kg

SIEMENS & HALSKE AG - settore antenne

Rappresentanza per l'Italia:

SIEMENS ELETTRA S.P.A. - Milano

dott. ing. Alessandro Banfi

La radio ha 70 anni

Sotto questo titolo è apparso l'articolo « editoriale » nel numero di maggio 1965 della nota Rivista francese « TOUTE L'ELECTRONIQUE ».
L'articolo citato, a firma del direttore E. Aisberg, prende lo spunto dal fatto che l'U R S S commemora ogni anno il 7 maggio 1895 come giornata della radio e il Prof. A. S. Popov, quale inventore della Radio.
Ma ciò che sorprende è che in tale articolo, con una documentazione sommaria ed addomesticata ad « usum delphini » si giunge al riconoscimento del Popov nell'invenzione della Radio.
Ho detto che questa conclusione sorprende inquantochè dopo anni di contrasti e di discussioni circa l'attribuzione della priorità dell'invenzione della radio a Marconi, Branly o Popov, si era giunti attraverso una scrupolosa, approfondita ed imparziale disamina sull'argomento, alla conclusione che Marconi e non Popov è da considerarsi l'inventore della radio.
Voglio citare qui i due più autorevoli scritti in proposito.
Il primo, dal titolo « Popov and the beginning of Radiotelegraphy » (Popov e l'inizio della radiotelegrafia), autore il Prof. Charles Susskind dell'Università di California, pubblicato sul numero di ottobre 1962 dei Proceedings dell'Institute of Radio Engineers di New York.
L'altro dal titolo « Marconi, Popov and the dawn of radiocommunication » (Marconi, Popov e l'inizio delle radiocomunicazioni), autore il Prof. R. L. Smith-Rose, pubblicato sul numero di Marzo 1964 della Rivista « Electronics and Power », organo ufficiale dell'Institution of Electrical Engineers di Londra.
I due insigni autori, molto noti nel campo scientifico internazionale, giungono alle conclusioni che qui riporto testualmente.
Scrive il Susskind:
1) Sulla base di pubblicazioni conosciute, Popov non può essere riconosciuto come « inventore della radio », poichè egli non ha descritto l'uso dei suoi apparati per la trasmissione di « intelligenza », prima del brevetto di Marconi, nel Giugno 1896.
2) Sulla base di ricerche storiche, appare evidente che Popov dimostrò pubblicamente la trasmissione di « intelligenza » il 24 marzo 1896.
Marconi dimostrò molto prima (sebbene non di fronte ad una riunione di scienziati) la trasmissione di « intelligenza » (Esperimenti di Pontecchio e di Londra, n.d.r.). Secondo questo criterio, l'opera di Popov fu al più contemporanea a quella di Marconi, ma probabilmente successiva. Ma ciò che è essenziale notare è che sebbene molti sperimentatori prima di Popov, incominciando da Hertz stesso, suggerirono pubblicamente l'uso delle onde hertziane per comunicazioni, Marconi fu il primo a pubblicare una descrizione di un apparecchio esistente, atto alla trasmissione di messaggi e usato a questo proposito.
Ogni riconoscimento va comunque a Popov per la sua attività indipendente, che lo ha portato, come Marconi seguendo gli esperimenti di Lodge, alla realizzazione di un ricevitore molto simile a quello di Marconi stesso.
I Russi hanno ottime ragioni di essere fieri di un pioniere della levatura di Popov. Ma la campagna sovietica per attribuire a Popov l'invenzione della radio, e gonfiare la sua reputazione sproporzionatamente ai suoi meriti effettivi, è da ritenersi una deviazione dall'obbiettività che deve essere deplorata da tutti gli storici di tecnologia che non vengano influenzati da considerazioni sciovinistiche».
Sin qui il testo del Susskind.
Lo Smith-Rose nell'articolo sopra citato dice tra l'altro:
« Gli esperimenti di Sir Oliver Lodge nel giugno 1894 e la descrizione del "coherer" di Branly, nello stesso anno, stimolarono Popov a creare un dispositivo per la ricezione di onde elettromagnetiche.
Tale dispositivo non molto dissimile da quello che Marconi sperimentò a Pontecchio nel 1894, venne illustrato da Popov alla St. Petersburg Phisical Society il 7 maggio 1895.
La fondamentale differenza fra i due dispositivi risiedeva però nel fatto che mentre quello di Popov era considerato come ricevitore a sé, destinato alla registrazione di temporali lontani, quello di Marconi era destinato, in connessione con un adatto trasmettitore, alla ricezione di segnali telegrafici.
Comunque, senza voler altro aggiungere alle imparziali e autorevoli dichiarazioni

(il testo segue a pag. 233)

Prima pagina delle memorie di Popov del 7 maggio 1895.

Nº 12,039 A.D. 1896

Improvements in Transmitting Electrical Impulses and Signals and in Apparatus therefor.

Brevetto di Marconi, 2 giugno 1896, sulla radiotelegrafia.

Gianfranco Rosso

Caratteristiche e circuiti d'impiego dei transistori a valanga

Il transistore cosiddetto a valanga, concettualmente non è altro che un transistore normale, montato nel circuito ad emettitore comune, al quale sia applicata una tensione di collettore notevolmente più elevata del solito in modo da lavorare in una regione della caratteristica di collettore che in genere non viene rappresentata, perchè tracciata per valori di tensione troppo alti, nei comuni cataloghi dei transistori. Questo funzionamento particolare comporta principalmente due vantaggi nel caso di impiego in circuiti impulsivi (come amplificatore è totalmente da scartare sia perchè si otterrebbero delle forti distorsioni, sia per l'eccessiva dissipazione di potenza sul collettore): 1) un tratto della caratteristica di collettore presenta una resistenza negativa, il che significa che il transistore è, in queste condizioni, in grado di assumere due stati stabili diversi comportandosi da elemento bistabile, analogamente ai transistori a punte od ai diodi a quattro strati PNPN. 2) La velocità di commutazione è elevatissima, il che ne permette l'impiego in circuiti particolari ove i comuni transistori non sarebbero più utilizzabili.

1. - APPLICAZIONI DEL TRANSISTORE A VALANGA

Prima di soffermarci sul funzionamento del transistore in regime valanga e sui circuiti relativi, vediamo le principali applicazioni dello stesso:
1) Una delle meglio conosciute è quella nell'oscillografo campionato, dove occorre un impulso con tempi di salita brevissimi per campionare la forma di onda in esame. Si tratta di oscillografi per frequenze altissime in cui la forma d'onda che deve essere esaminata viene « campionata » mediante un impulso molto stretto, e questo ad ogni periodo del segnale che si vuole osservare, ma in punti sempre diversi e successivi l'uno all'altro. Sullo schermo dell'oscilloscopio appare una serie di puntini luminosi molto avvicinati tra loro, che nel loro insieme riproducono la forma d'onda in esame. In questo modo, con basi dei tempi dell'ordine di 100 ÷ 200 kHz si riesce ad esaminare fenomeni con una frequenza dell'ordine del GHz (1000 MHz).
2) Altre applicazioni, come generatore d'impulsi ripidi e particolarmente con picchi di corrente brevi ma molto elevati, per cui viene dissipata una buona quantità di calore in breve tempo.
3) Nella tecnica della commutazione, sfruttando il fatto che presenta un guadagno di corrente maggiore di uno ed in adatti circuiti può presentare una resistenza negativa; può essere impiegato come elemento attivo in generatori d'impulsi, amplificatori rigeneratori d'impulsi, circuiti di conteggio, in applicazioni di commutazione astabile, monostabile e bistabile. Si noti che un transistore a valanga, grazie al fatto che presenta due stati stabili, può sostituire, da solo, due transistori normali, necessari per la realizzazione di un qualsiasi multivibratore.
4) Nella trasmissione; permette di utilizzare ampie regioni di resistenza negativa per ridurre le attenuazioni nei sistemi di trasmissione.
L'utilizzazione della resistenza negativa negli amplificatori non riscuote per ora le simpatie dei costruttori per questi tre difetti che presenta il transistore a valanga: la resistenza negativa risulta sensibile alle variazioni di temperatura, il rumore che genera il transistore è abbastanza elevato, la capacità d'ingresso dovuta alla giunzione emettitore base polarizzata in senso diretto limita la risposta alle alte frequenze.
4) Particolari applicazioni presenta poi nel campo della strumentazione per la tecnica nucleare.

2. - FENOMENO VALANGA IN UNA GIUNZIONE PN

Per la comprensione del funzionamento del transistore a valanga occorre richiamare alcuni fenomeni fisici che generalmente vengono trascurati nello studio del transistore comune e che però assumono una importanza determinante in questo caso. Cominciamo coll'analizzare il fenomeno valanga che si può verificare in un diodo, cioè in una giunzione PN.
Si è osservato che in una giunzione PN, all'aumentare della tensione applicata ai suoi capi ed a partire da un certo valore della stessa, la corrente, che prima cresceva molto lentamente, improvvisamente assume valori molto rilevanti e continua a crescere in modo sempre più veloce. Questo comportamento, detto « fenomeno di moltiplicazione a valanga » (o « avalanche breakdown » nella letteratura tecnica

Fig. 1 - Caratteristica tensione-corrente della scarica di un gas (scarica di Townsend).

inglese) ha avuto, nel tempo, due spiegazioni diverse che ora esaminiamo.

1) La prima è il cosiddetto breakdown di Zener. Esso è analogo al fenomeno dell'emissione di campo da una superficie metallica a cui sia applicato un elevato campo elettrico acceleratore che estrae a freddo gli elettroni dal metallo. Nel caso della giunzione, si ritiene che il campo applicato abbia una intensità tale da rompere i legami di valenza fra gli atomi posti vicini alla giunzione. Si creano così delle coppie buco-elettrone che vengono accelerate e che si aggiungono al normale flusso di corrente inversa di saturazione generata termicamente. Se il campo è abbastanza elevato, la generazione per mezzo di questo meccanismo può determinare una elevata corrente che, come per la scarica dei gas, può essere limitata soltanto dalla resistenza del circuito esterno, necessaria per evitare un innesco distruttivo. L'ordine di grandezza del campo elettrico della giunzione è di circa 20 000 V/cm il che è sufficiente per giustificare il breakdown di Zener. Sperimentalmente però, il comportamento della giunzione differisce alquanto dalla teoria di Zener per cui si è data un'altra spiegazione al fenomeno (vedi punto 2) pur ammettendo valido il fenomeno Zener per le tensioni più alte. [Si ricorda che il fenomeno di breakdown di Zener è correntemente sfruttato nei diodi detti appunto di Zener, utilizzati come dispositivi aventi una tensione di riferimento costante].

2) Breakdown per moltiplicazione. Corrisponde al fenomeno della scarica in un gas (detta scarica di Townsend). Come è noto, la caratteristica tensione-corrente della scarica di Townsend ha l'andamento riportato in fig. 1. La spiegazione fisica del fenomeno è la seguente: quando la tensione applicata agli elettrodi immersi nell'atmosfera gassosa è bassa, circola una corrente di saturazione I_s estremamente piccola (regione A B), dovuta alla ionizzazione del gas per azione di agenti esterni naturali, quali i raggi cosmici, raggi X, luce ecc. Poichè questi agenti si presumono costanti in un dato ambiente, la corrente I_s non varia al variare della tensione applicata, che serve solo per raccogliere questi elettroni e ioni positivi generati per altra via. Al crescere del potenziale applicato, gli elettroni primari cominciano ad acquistare una energia sufficiente a ionizzare per urto gli atomi del gas che incontrano nel loro cammino, per cui la corrente primaria viene accresciuta da elettroni e ioni secondari. Gli elettroni secondari a loro volta danno luogo a ulteriori prodotti di ionizzazione mentre gli ioni accelerati colpiscono il catodo con un'energia sufficiente per produrre una emissione di elettroni secondari per bombardamento. L'insieme di questi effetti secondari causa, superato un certo valore di tensione, un aumento della corrente totale che prima si manteneva costante al valore I_s. Questo comportamento corrisponde alla regione BC; continuando ad aumentare la tensione, si raggiungerà un potenziale acceleratore per cui gli effetti secondari si accumulano tanto da rendere non più necessaria la corrente primaria: in questa condizione, che corrisponde al punto C, si dice che la scarica è « automantenuta ». In seguito la corrente cresce indefinitamente, limitata in pratica solo dalle resistenze del circuito esterno.

Nel caso della giunzione PN, la corrente primaria è la normale corrente di saturazione costituita di elettroni e buchi generati termicamente (buchi ed elettroni hanno pressappoco la stessa importanza nel produrre ulteriori portatori di corrente). Invece di molecole di gas si hanno atomi di semiconduttore che, se la temperatura è moderata, sono quasi completamente non ionizzati. Al crescere del potenziale, le cariche libere primarie acquistano una energia sufficiente a provocare collisioni ionizzanti che danno luogo ad elettroni e buchi secondari. Questi buchi ed elettroni prodotti per urto,

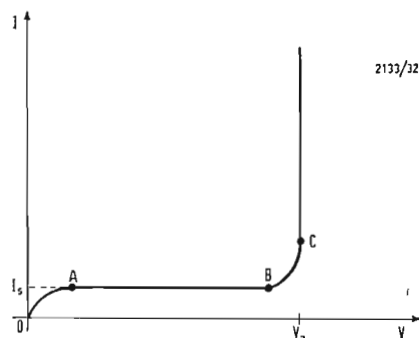
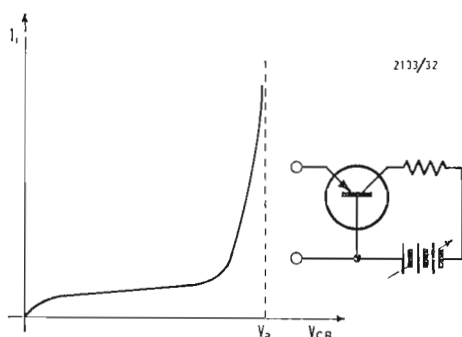



Fig. 2 - Caratteristica del transistore con emettitore aperto (breakdown a base comune).

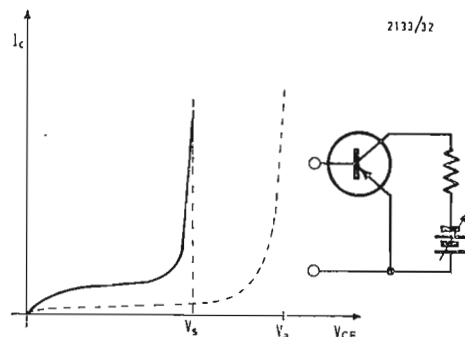



Fig. 3 - Caratteristica del transistore con base aperta (tratteggiata è riportata la curva di fig. 2).

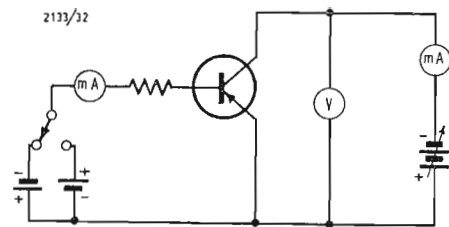



Fig. 4 - Circuito per il rilievo della caratteristica di collettore di un transistore, compreso il tratto di funzionamento a valanga.

Fig. 5 - Caratteristica completa di un transistore, ricavata col circuito di fig. 4.

possono a loro volta produrre ulteriori coppie e proseguendo di questo passo danno origine ad un fenomeno a valanga. Da notare che in questo caso gli ioni sono immobili ma si generano dei buchi che giocano un ruolo analogo a quello degli ioni nella scarica del gas.

La velocità di produzione della coppia elettrone-buco dipende dalla distribuzione del campo elettrico. Aumentando la polarizzazione inversa cresce la larghezza dello strato a carica spaziale, cresce il campo elettrico massimo ed aumenta la velocità totale di produzione delle coppie (buco-elettrone). Ad un particolare valore di tensione inversa, detta tensione di rottura, la moltiplicazione diventa infinita; la corrente cresce bruscamente e risulta automantenuta, cioè indipendente dalla corrente primaria; anche in questo caso essa è limitata solo dalla resistenza del circuito esterno. Si è però osservato empiricamente, perchè la trattazione analitica è molto complessa, che la tensione di scarica a valanga aumenta con la resistività, come è previsto dal meccanismo descritto da Zener.

A proposito della tensione di rottura si noti che si possono verificare molte rotture di cariche sulla superficie della giunzione o vicino ad essa, ed a tensioni considerevolmente inferiori a quella a cui si ha propriamente il fenomeno nell'intera massa della giunzione. Cioè si verifica prima la « rottura superficiale » (surface breakdown) di quella nel corpo (body breakdown), ma la prima ha poca influenza in quanto, essendo limitata alla superficie, solo una piccola parte della corrente viene moltiplicata. Pertanto si considera soltanto la rottura nella massa (body breakdown).

3. - FENOMENO VALANGA NEL TRANSISTORE

Passando ora ad esaminare il comportamento del transistore a valanga è opportuno studiare prima le caratteristiche di breakdown di collettore separatamente nel caso del montaggio a base a massa ed in quello ad emettitore a massa, in quanto l'azione di commutazione del transistore nei suoi circuiti caratteristici consiste appunto nel rapido passaggio dalla condizione di breakdown a base comune a quella di breakdown ad emettitore comune.

a) Breakdown a base comune. Si considera il circuito d'emettitore aperto, per cui si tratta del fenomeno di rottura nella giunzione collettore-base che è già stato esaminato. La curva che fornisce l'andamento della corrente di collettore in funzione della tensione collettore-base è data in fig. 2 dove con V_a s'intende la tensione a cui si verifica il breakdown in questa particolare disposizione circuitale. È importante notare che il processo di moltiplicazione, oltre a provocare il fenomeno di breakdown sul collettore ha un altro importante effetto sul guadagno di corrente del transistore che, nel collegamento con base a massa (ed emettitore collegato) vale:

$\alpha_b = \gamma \, \beta \, \delta$

Vediamo innanzitutto il significato di questi tre parametri:

γ) viene chiamato « emitter efficiency »; rappresenta il rapporto tra i buchi (transistor PNP) iniettati dall'emettitore e la corrente totale d'emettitore costituita dagli stessi buchi che viaggiano verso la base e dagli elettroni che, dalla base, entrano nell'emettitore (le due correnti sono costituite da cariche di segno opposto ma circolano anche in senso opposto e pertanto la corrente totale d'emettitore è costituita dalla loro somma). L'« emitter efficiency » ha un valore prossimo, ma sempre minore, ad 1 e diminuisce quindi il rapporto tra I_C ed I_L (riferendosi al montaggio a base comune).

β) viene detto « transport factor »; esso rappresenta la frazione di cariche provenienti dall'emettitore (sempre nel circuito a base a massa) che attraversa la base senza ricombinarsi con gli elettroni liberi ivi presenti). Il valore di β è leggermente inferiore all'unità e dipende dalle dimensioni geometriche del transistore e dalla profondità di diffusione: per migliorarlo si rende la area della giunzione di collettore da 1,5 a 3 volte maggiore dell'area della giunzione d'emettitore e si riduce la larghezza della base (questo però va a scapito della frequenza massima di funzionamento in quanto i due provvedimenti di cui sopra aumentano le capacità interne del transistore).

δ) è il « collector efficiency » ed esprime il rapporto tra la corrente totale di collettore e la corrente dovuta alle cariche (buchi) incidenti; può avere un valore leggermente maggiore di 1 ma per un vasto campo del potenziale di collettore, quando questo non superi certi limiti, si considera pari all'unità. Più propriamente, parlando di transistori a valanga esso, indicato ora con la lettera M, prende il nome di « fattore di moltiplicazione » della regione di carica spaziale del collettore (o strato barriera, o « depletion layer »), cioè è lo stesso che causa il fenomeno di breakdown del diodo collettore-base. Il fattore di moltiplicazione segue la espressione empirica:

$$M = \frac{1}{1 - \left(\dfrac{V_{CB}}{V_a} \right)^n} \qquad (1)$$

dove V_a rappresenta il valore della tensione di rottura della massa della giunzione (body-breakdown); essa sale regolarmente al crescere della resistività dello strato di base; n è un parametro che varia con la resistività ed il tipo di resistività del materiale sul lato

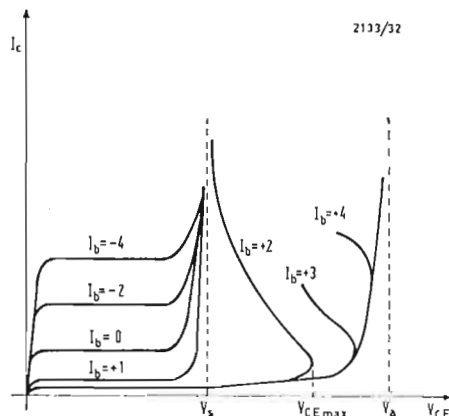
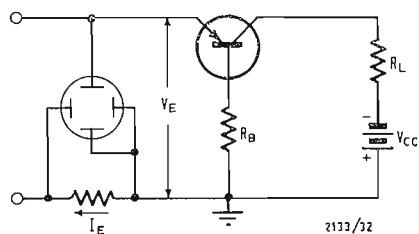



Fig. 7 - Circuito per il rilievo oscillografico della caratteristica d'ingresso del transistore.

ad alta resistenza della giunzione, cioè, nel transistor con giunzione a lega, sul lato della base. Presumibilmente n varia anche da semiconduttore a semiconduttore: a) per giunzioni a lega di germanio tipo P, n per differenti resistività varia da 4,5 a 6,5; b) per germanio tipo N, n vale circa 3. Poichè è il semiconduttore della base che interessa si avrà che il punto a) si riferisce a transistori NPN ed il punto b) a quelli PNP. Dalla formula 1 si osserva che M è tanto maggiore quanto è maggiore l'espressione - $(V_{CB}/V_a)^n$ cioè, considerando che il rapporto è un numero minore di 1, quanto più piccolo è n; ne consegue la supremazia del transistore PNP su quello NPN.

Concludendo, poichè sia l'« emitter efficiency » che il « transport factor » hanno valori leggermente inferiori ad 1, è sufficiente un piccolo aumento del fattore di moltiplicazione per fare sì che il guadagno di corrente a_b superi l'unità. Indicando con a_{bo} il valore del coefficiente d'amplificazione di corrente a base comune misurato a tensione molto bassa, dato semplicemente dal prodotto $\gamma\ \beta\ \delta$ e di valore inferiore all'unità (cioè a_{bo} è la frazione di corrente d'emettitore che è raccolta dal collettore qualora non si verifichi l'effetto di moltiplicazione), il coefficiente d'amplificazione totale sarà

$$a_b = a_{bo}\, M = \frac{a_{bo}}{1 - \left(\dfrac{V_{CB}}{V_a}\right)^n} \qquad (2)$$

Questa equazione comporta un $a_b > 1$ per transistore a giunzione. Dalla (2) quel particolare valore della tensione V_{CB} [che chiameremo V_s] a cui a raggiunge il valore 1 è dato da:

$$V_s = V_a \sqrt[n]{1 - a_{bo}}$$

In questo modo V_s è completamente determinato dalla tensione di rottura della massa della giunzione di collettore, dal valore a_{bo} misurato a bassa tensione e dal valore di n per quella particolare giunzione. Con un adatto progetto, V_s può essere reso solo una piccola parte del valore V_a (ampliando in questo modo, e come si vedrà in seguito, la regione a resistenza negativa).

b) Breakdown per l'emettitore comune. Il coefficiente d'amplificazione di corrente con emettitore comune vale $a_e = a_b\ (1 - a_b)$ pertanto, quando a_b raggiunge il valore 1, a_e diventa infinito ed il collettore si trova nella condizione di breakdown che, nel caso di base aperta ha il valore V_s precedentemente calcolato. In questo caso la caratteristica di collettore assume l'andamento di fig. 3 dove è anche riportata tratteggiata, per confronto, quella relativa al breakdown a base comune. Una più approfondita spiegazione fisica del fenomeno è data nel paragrafo seguente.

Fig. 6 - Confronto tra la caratteristica di collettore [a] e quella d'ingresso (d'emettitore) [b] di un transistore funzionante in regime a valanga.

4. - CURVA CARATTERISTICA COMPOSTA DI UN TRANSISTORE A VALANGA

Analizzati separatamente i due comportamenti estremi del transistore a valanga, ricaviamo la caratteristica composta del transistore nel suo funzionamento da commutatore. Per il rilievo della caratteristica di collettore utilizziamo il semplice circuito di fig. 4 in cui si suppone la tensione d'alimentazione variabile e la batteria che polarizza la base pure regolabile con le polarità che si possono invertire. Polarizzando nel senso diretto I_B [negativa (PNP)] si ottengono le normali curve di collettore, in cui per una tensione di collettore sufficientemente alta (V_s), la corrente cresce rapidamente (V_s corrisponde ad un guadagno di corrente a_b pari ad 1 e quindi a_e che tende ad infinito). Invertendo invece la polarità sulla base inizia il comportamento « avalanche » del transistore. In queste condizioni, la giunzione base/emettitore è polarizzata inversamente; la corrente che circola nell'emettitore è costituita dalla corrente base-emettitore inversa e da quella collettore-emettitore diretta; ma per basse tensioni di collettore prevale la prima corrente (che è di segno opposto alla seconda) e l'emettitore è percorso da una corrente inversa. Al crescere della V_c aumenta la corrente diretta nell'emettitore che giungerà al punto di polarizzare direttamente l'emettitore. Nella prima condizione il transistore (avendo l'emettitore polarizzato inversamente) funzionava a base comune e come se l'emettitore fosse aperto, in quanto la resistenza base-emettitore della giunzione polarizzata in senso inverso è molto elevata, ora passa nella condizione di breakdown ad emettitore comune. Maggiore è la corrente inversa di base e più alta sarà la tensione di collettore a cui si verifica il gomito nella caratteristica (fig. 5) ad una tensione che indicheremo con $V_{ce\ max}$. In altre parole, passando dal diodo base-collettore, al transistore con emettitore a massa, l'utilità dell'emettitore è quella di dare una considerevole moltiplicazione a valanga anche molto al disotto della tensione di breakdown a base comune e di permettere il fenomeno della resistenza negativa (vedi oltre). La curva caratteristica $V_c\ I_c$ illustra questo funzionamento; per tensioni inferiori a V_s si hanno le normali caratteristiche di collettore, tra V_s e V_a si verifica il funzionamento a valanga e la curva presenta un tratto, compreso tra la tensione $V_{ce\ max}$ di gomito e V_s in cui al diminuire della tensione, la corrente cresce.

5. - SPIEGAZIONE DELLA CARATTERISTICA D'INGRESSO

Un'altra curva che caratterizza il funzionamento del transistore in esame è quella detta d'ingresso, la quale sta-

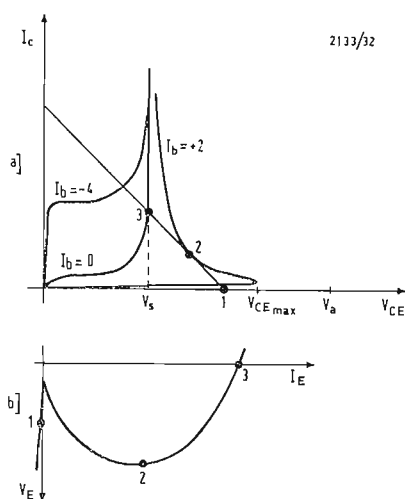
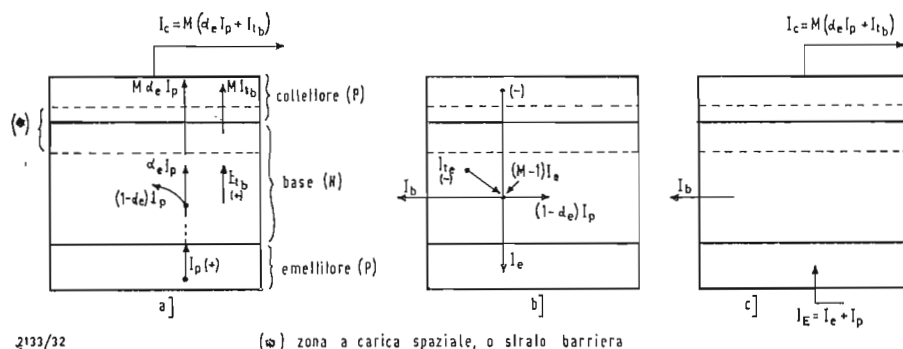



Fig. 8 - Rappresentazione schematica delle correnti in un transistore funzionante in regime a valanga.

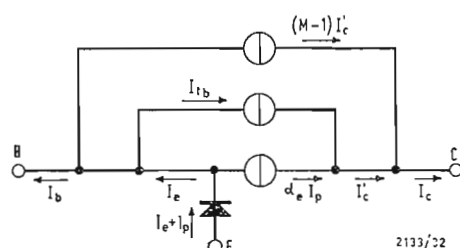



Fig. 9 - Circuito equivalente del transistore a valanga.

bilisce l'andamento della corrente di emettitore in funzione della tensione dello stesso reoforo. Per chiarezza confrontiamo la caratteristica di collettore e quella d'ingresso d'emettitore ricavata nel circuito di fig. 6. Come abbiamo detto, sulla curva di collettore possiamo distinguere due regioni divise dalla verticale corrispondente alla tensione di breakdown ad emettitore comune (V_s); a sinistra si ha il normale funzionamento del transistore; a destra il funzionamento « avalanche ». La caratteristica d'emettitore corrispondente si può vedere, col circuito riportato in fig. 7, direttamente sull'oscilloscopio portando sull'asse x una tensione proporzionale alla corrente I_L e sull'asse y la tensione V_L. Si ottiene una caratteristica con un tratto a resistenza negativa del tipo N. La pendenza di questa curva dipende dai vari parametri del transistore e dalla resistenza esterna di base R_B, dalla resistenza di carico R_L e dall'alimentazione V_{cc}. Si può anche calcolare la pendenza dei tre rami della curva. Comunque i punti caratteristici (che indicheremo con lo stesso numero anche sulla curva di collettore) sono:

punto 1: il diodo d'emettitore è polarizzato in senso inverso, la corrente di collettore è molto bassa e la V_c alta;

punto 2: la giunzione d'emettitore è polarizzata in senso diretto e questo vale per tutti i punti a destra dell'asse corrispondente a V_s. Questo si verifica anche se la direzione della corrente di base viene considerata inversa rispetto al funzionamento convenzionale. Infatti la corrente necessaria per polarizzare direttamente la giunzione emettitore-base (che deve vincere l'effetto inverso della I_B, come si è già detto) è fornita dalla moltiplicazione a valanga nella giunzione di collettore. Nel punto 2 (a tangente orizzontale) V_E non varia in modo che la corrente di base I_b rimane costante. La retta di carico sulla caratteristica di collettore (nel punto 2) è perciò tangente ad una curva di corrente di base costante. Si noti anche che la resistenza negativa sul collettore è allora uguale alla resistenza di carico di collettore usata per ottenere la caratteristica d'ingresso in esame;

punto 3: la tensione sull'emettitore V_E è zero in modo che anche la corrente di base è nulla (trascurando la caduta di tensione tra emettitore e base). Il punto corrispondente sulle caratteristiche di collettore è dato dall'intersezione della retta di carico con la curva per corrente di base zero. In questo punto, corrispondente ad $\alpha \simeq 1$, la corrente d'emettitore vale

$$I_E \simeq \frac{V_{cc} - V_s}{R_L} \simeq I_c$$

6. - CIRCUITO EQUIVALENTE

Lindsay (v. bibl. 4) ha elaborato un circuito equivalente adatto per il funzionamento a valanga. Vediamo innanzitutto la funzione delle diverse correnti. In fig. 8 è rappresentato un transistore PNP con lo strato barriera dovuto al potenziale di collettore. Il flusso di buchi che parte dall'emettitore (I_p) si divide in due parti; una che vale $(1 - \alpha_e) I_p$ si ricombina nella base con gli elettroni della stessa, il rimanente ($\alpha_e I_p$) raggiunge lo strato barriera del collettore. Anche i buchi generati termicamente (I_{tb}) raggiungono questa regione. Nello strato barriera si verifica il fenomeno di moltiplicazione per cui il flusso di buchi che esce dal collettore sarà pari alla corrente entrante nello strato barriera moltiplicata per il fattore M che è maggiore di uno. Si ha pertanto questa situazione illustrata dalla fig. 8 a. Se nello strato barriera entra un corrente $(\alpha_e I_p + I_{tb})$ e ne esce una di valore $M(\alpha_e I_p + I_{tb})$ vuol dire che nel processo di moltiplicazione a valanga nello strato si è formata una corrente di buchi di valore $(M - 1)(\alpha_e I_p + I_{tb}) = (M - 1) I_c$. Ad ogni buco corrisponde un elettrone e quindi si sarà formata anche una corrente di elettroni di valore $(M - 1) I_c$). Questa (vedi fig. 8-b) ritorna nella regione di base dove si aggiunge agli elettroni generati termicamente (I_{te}) che sono in numero uguale ai buchi aventi la stessa origine (cioè $I_{tb} = I_{te}$). L'in-

sieme di questa corrente si divide in tre parti; una, di valore $(1 - a_e)\, I_p$, si annulla con la corrispondente parte di buchi, l'altra, che chiameremo I_e, entra nell'emettitore ed accresce (scorrendo in senso contrario, ed essendo una corrente di elettroni anzichè di buchi) la I_p, in modo che la totale corrente di emettitore vale $I_E = I_e + I_p$. (Si noti però che ai fini dell'effetto transistore, ed in particolare dell'effetto « avalanche » vale solo la I_p). La terza è la corrente I_b che esce dalla base. Sommando le due figure, tenendo conto delle correnti che si annullano fra loro, si ha lo schema di fig. 8 c. Da questi schemi si ricava un circuito equivalente, adatto per il transistore a valanga che è riportato in fig. 9, dove i simboli hanno il seguente significato:
$I_c' = I_{tb} + a_e\, I_p$ è la corrente di buchi che entra nello strato barriera, $(M - 1)\, I_c'$ è la corrente dovuta all'effetto di moltiplicazione, I_c è la corrente di collettore totale che vale $M\, I_c'$.
Il diodo sull'emettitore è messo per giustificare lo stato off od on della giunzione base-emettitore. Questo circuito equivalente permette di ricavare le principali relazioni tra i parametri del circuito. Saltando l'elaborazione matematica dell'Autore citato, riportiamo le formule principali:
1) corrente termica in uscita dal collettore (I_{co})

$$I_{co} = M\, I_t = \frac{1}{1 - \left(\dfrac{V_{CB}}{V_a}\right)^n}\, I_t$$

dove $I_t\ (= I_{tb} = I_{te})$ rappresenta la corrente generata termicamente.
2) corrente totale si collettore:
$I_c = M\,(I_t + a_e\, I_p)$;
nel caso che I_b sia nullo si ha:

$$I_c = \frac{I_t}{(1 - a_b) - \left(\dfrac{V_{CB}}{V_a}\right)^n}$$

si ricava nuovamente che il valore di tensione a cui I_c tende a diventare di valore infinito è (nel caso di base aperta):

$$V_{CB} = V_s = = V_a \sqrt[n]{1 - a_b}$$

qualora circoli corrente di base (I_b) si ha

$$I_c = \frac{[I_t\,(1 + a_e) + a_e\, I_b)}{\left[1 - (1 + a_e)\left(\dfrac{V_{CB}}{V_a}\right)^n\right]}$$

il guadagno di corrente ad emettitore comune (a_e) vale:

$$a_e = \frac{a_{eo}}{1 - \left(\dfrac{V_{CB}}{V_a}\right)^n}$$

dove a_{eo} è il guadagno di corrente per basse tensioni di collettore $[V \ll V_a]$ La resistenza d'uscita incrementale vale:

$$r_u = \frac{\left(\dfrac{V_s}{V_{CB}}\right)^n - 1}{n} \cdot \frac{V_{CB}}{I_c} \simeq \frac{1}{n}\, \frac{V_{CB}}{I_c}$$

questa formula, noti gli altri parametri, permette di ricavare il valore di n. la resistenza d'ingresso (V_e/I_e) si ricava dalla formula.

$$V_e = I_e\, \frac{\left(\dfrac{V_s}{V_a}\right)^n - \left(\dfrac{V_{CB}}{V_a}\right)^n}{1 - \left(\dfrac{V_{CB}}{V_a}\right)^n} \cdot R_b - I_{co}\, R_b$$

7. - CONSIDERAZIONI GENERALI SUL TRANSISTORE A VALANGA

Solo negli ultimi anni è stato possibile realizzare transistori in grado di funzionare in regime a valanga, e questo per i notevoli progressi nel campo della tecnologia dei semiconduttori (si è riusciti per esempio a ridurre notevolmente la corrente di dispersione superficiale, specie nella giunzione base collettore che ha — come vedremo — una grande influenza sul grado di stabilità di un circuito con detti transistori) in modo da ottenere dispositivi in grado di funzionare di continuo e con alte tensioni di collettore. Per esempio si sono realizzati transistori al silicio a lega con elevatissima velocità di commutazione (dell'ordine di 1 ÷ 2 μ sec)

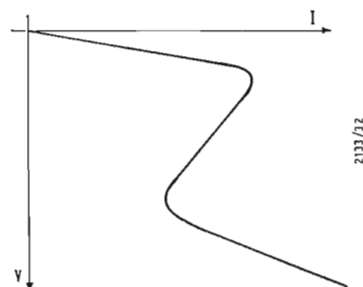



Fig. 10 - Caratteristica tensione-corrente di tipo S.

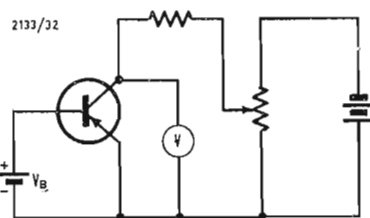



Fig. 11 - Circuito per la misura della tensione di punch-through.

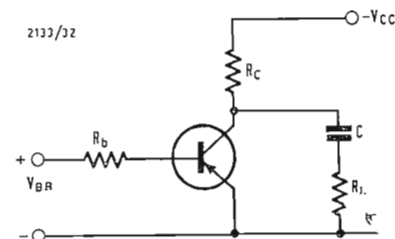



Fig. 12 - Oscillatore a rilassamento con transistore funzionante per tensione di punch-through.

Fig. 14 - Circuito monostabile comandato sull'emettitore.

Fig. 15 - Generatore d'impulsi con linea di ritardo.

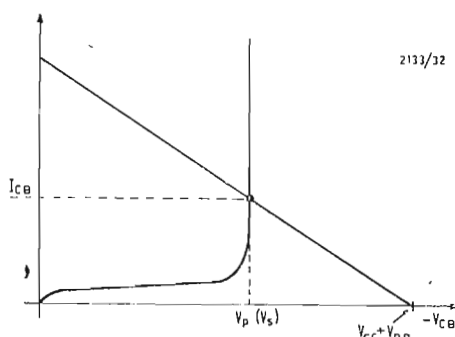
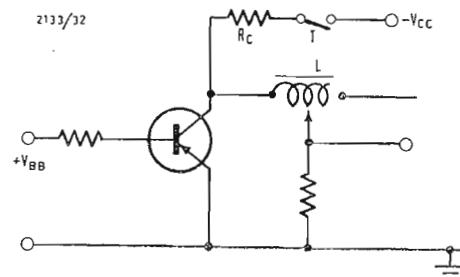
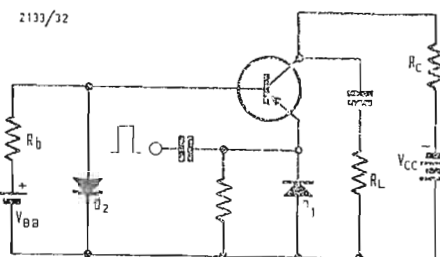



Fig. 13 - Caratteristica collettore-base del transistore funzionante per tensione di punch-through (la retta di carico è tracciata per il valore $R_C + R_B$.

ed in grado di sopportare una dissipazione media di 250 mW, che può corrispondere ad una dissipazione impulsiva dell'ordine di 50 W.

Generalmente questi transistori sono del tipo « a lega ed a diffusione »: essi hanno la caratteristica che la zona priva di cariche, o strato barriera (depletion layer), si estende nella regione di collettore in misura inferiore di quanto penetri nella regione di base (come avviene per i normali transistori a giunzione a lega). In questo modo ci si assicura che in presenza di tensioni elevate non si verifichi la perforazione della giunzione con conseguente danno irreparabile al transistore, in seguito ad una scarica. Poichè il fenomeno di moltiplicazione per effetto valanga avviene nella regione dello strato barriera dalla parte del collettore, il funzionamento a valanga potrà ripetersi senza alcun danno al transistore.

8. - CARATTERISTICHE DEL TRANSISTORE A VALANGA

Esaminiamo quali caratteristiche particolari debba presentare un transistore per un buon funzionamento in regime « avalanche ». Innanzitutto è importante che sia alto il valore di M in quanto in questo modo si migliora l'effetto di scatto all'atto della commutazione, riducendo i tempi di funzionamento e permettendo il passaggio di una forte corrente (scarica veloce e totale di C - vedi oltre).

Per considerazioni analoghe è richiesto un alto valore di a_{b0}. (Questo è comunque richiesto anche nei transistori normali in quanto maggiore è a_{b0} e più elevato sarà il guadagno di corrente specie nel montaggio ad emettitore a massa, che è il più usato).

Un elevato valore del rapporto V_a V_s provoca una più ampia regione a resistenza negativa, che può essere utilizzata in molte applicazioni (nei transistori per impiego normale si richiede invece il contrario, cioè che V_s s'avvicini il più possibile a V_a per ampliare il campo di funzionamento del transistore come comune amplificatore). Una particolare importanza assume il valore della I_{c0} dovuta alla temperatura in quanto, già dannosa nei transistori normali, viene in questo caso moltiplicata per M e può portare ad una eccessiva dissipazione sul collettore quando, con transistore bloccato, la giunzione base collettore è sottoposta alla elevata tensione V_a. A proposito di quest'ultima sarebbe particolarmente desiderabile che il suo valore restasse il più possibile costante da transistore a transistore della stessa produzione. Questo per permettere l'intercambiabilità dei transistori senza richiedere un'opportuna regolazione di tensione per ognuno di essi. Attualmente essa è invece piuttosto fluttuante in quanto il rapporto tra il suo valore massimo ed il suo valore minimo può raggiungere il valore 2. Per migliorare i tempi di di salita e di discesa degli impulsi occorre che siano ridotte al minimo le capacità parassite sia d'ingresso che d'uscita; infine un basso valore della resistenza interna di base attenua di meno l'impulso di comando migliorando la sensibilità alla commutazione del dispositivo, e migliora la stabilità dello stesso.

Riepilogando le proprietà caratteristiche del funzionamento a valanga possiamo concludere che:

1) i transistori funzionanti in questo modo presentano dei tempi di commutazione minori:

2) è caratteristico di questo funzionamento una resistenza d'uscita che per un tratto assume valore negativo. La impedenza d'uscita è funzione della corrente e tensione di collettore (come nel tipo normale);

3) la caratteristica d'ingresso d'emettitore è una curva a resistenza negativa, del tipo N (v. fig. 6) [si chiama N in quanto il suo andamento può essere paragonato ad una N, cioè è del tipo in cui ad un valore di tensione corrispondono più valori di corrente (al massimo 3); si distingue dal tipo S (v. fig. 10) in cui è la corrente che ad ogni suo valore fa corrispondere più valori di tensione]. La curva d'ingresso è analoga a quella dei transistori a punte e come loro il dispositivo presenta un guadagno di corrente a base comune maggiore dell'unità;

4) la moltiplicazione di corrente in regime avalanche è relativamente indipendente dalle variazioni di temperatura.

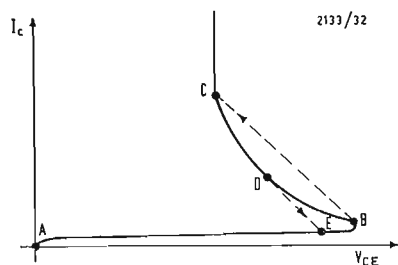



Fig. 16 - Caratteristica di collettore di un transistore a valanga impiegato nello schema di fig. 15.

Fig. 17 - Circuito amplificatore d'impulso e commutatore.

9. - CHE COS'È LA TENSIONE DI « PUNCH-THROUGH »

Prima di continuare il nostro studio, è necessario richiamare un'altra caratteristica fisica dei transistori che nelle applicazioni comuni si ignora e che è nota solo a coloro che si interessano propriamente della costruzione dei dispositivi a semiconduttori più che del loro impiego in condizioni normali. La tensione cosiddetta di « punch-through ». Questa si spiega in termini di larghezza dello strato di base e di resistività della stessa. Infatti al crescere della tensione inversa applicata al diodo costituito dalla giunzione collettore base, la regione a carica spaziale (depletion layer) nella giunzione cresce in spessore. La maggior parte di questo aumento si verifica nella regione della base, e la profondità di penetrazione è funzione della resistività della base stessa. Poichè l'effettiva larghezza di base è quella compresa dal lato inferiore della zona a carica spaziale del collettore al lato superiore della zona a carica spaziale dell'emettitore, essa diminuisce a mano a mano che il lato del collettore avanza verso l'emettitore. Quando la larghezza della base è ridotta a zero, il che si verifica per una tensione detta appunto di punch-through (e che indicheremo con V_p), l'emettitore si trova in collegamento diretto col collettore. In queste condizioni, se la corrente non è eccessiva, il transistore non si danneggia, quantunque non funzioni più come tale bensì come un semplice corto circuito; diminuita la tensione, il transistore riprende le sue caratteristiche normali.

10. - MISURA DELLA TENSIONE DI « PUNCH-THROUGH »

Per il rilievo del valore di questa tensione vi sono metodi diversi che ora esaminiamo:

1) il più semplice consiste nel misurare con un voltmetro a valvola la tensione collettore-emettitore mentre si aumenta la tensione sulla base. Si vedrà prima la tensione collettore emettitore salire e ad un certo punto fermarsi. Questo è il valore della tensione di punch-through ma la misura non è molto sicura in quanto la sua precisione dipende molto dal tipo di transistore.

2) Un altro sistema consiste nel misurare la tensione di breakdown con emettitore aperto (V_a) e quindi quella di rottura con emettitore collegato alla base. Se quest'ultimo è decisamente inferiore alla prima, allora essa rappresenta la V_p cercata. Anche in questo caso però non si può essere certi, in quanto un transistore con una corrente di dispersione di collettore elevata può presentare benissimo il fenomeno di breakdown in queste condizioni, ma dovuto all'effetto di moltiplicazione a valanga ed alla resistenza interna di base, anzichè all'effetto punch-through.

3) Polarizzando decisamente in senso positivo la base (transistore PNP), v. fig. 11 rispetto all'emettitore, con una tensione V_F, si può verificare un breakdown ad una tensione molto inferiore a V_a-V_B e questa può essere la tensione punch-through.

Concludendo, non esiste un metodo sicuro per determinare questa tensione in quanto alcuni sistemi sono più precisi di altri tenendo conto delle particolari caratteristiche del transistore in esame; pertanto è opportuno eseguire tutte le misure per vedere se i risultati coincidono.

11. - I DUE TIPI DI TRANSISTORI A VALANGA

Dopo le premesse dei due paragrafi precedenti, occorre a questo punto procedere ad una distinzione tra due tipi di transistore a valanga.

1) I primi sono quelli che hanno una tensione di punch-through (V_p) compresa tra V_s e V_a. Essi in un oscillatore a rilassamento (come si vedrà fra breve) oscillano ad alta velocità senza bisogno di resistenza esterna di base, cioè con base ed emettitore collegati assieme e con la sola capacità esterna che presenta il collettore (dell'ordine di pochissimi picofarad). [In genere però si utilizzano anche loro in circuiti uguali a quelli per il transistore del punto 2]. Che il valore di V_p sia maggiore di V_s è una condizione necessaria per l'oscillazione, in quanto solo superando il valore V_s il termine a_{b0} M diviene maggiore dell'unità. Questi transistori si distinguono dall'altro tipo a valanga in quanto la loro oscillazione non può essere comandata dalla base, anche polarizzante in senso inverso la giunzione base-emettitore. Hanno la caratteristica di presentare all'innesco un tempo di transito piccolissimo, il che è logico considerato l'elevato campo elettrico presente sulla base al momento in cui si raggiunge sul collettore la tensione di punch-through; dopo l'innesco la tensione sul collettore diminuisce ed il tempo di transito aumenta, ma la corrente si mantiene.

2) Il secondo tipo è costituito da quei transistori la cui tensione di punch-through è troppo alta (superiore a V_a). Essi oscillano solo con l'aiuto di una resistenza esterna tra base ed emettitore e di una capacità sul collettore. Variando il potenziale di base è possibile in questo caso agire sulle oscillazioni del circuito. Anche questi transistori possono presentare alte velocità di funzionamento giustificate da due motivi: il primo è il piccolo spessore di base, in quanto parte della stessa è stata assorbita dalla zona di « depletion layer », in modo che i buchi che la attraversano devono compiere un percorso brevissimo; il secondo è dovuto all'effetto di reazione degli elettroni creati nello strato barriera che, entrati nella base, aumentano il potenziale tra la stessa e l'emettitore. Quest'ultimo favorisce il passaggio degli elettroni

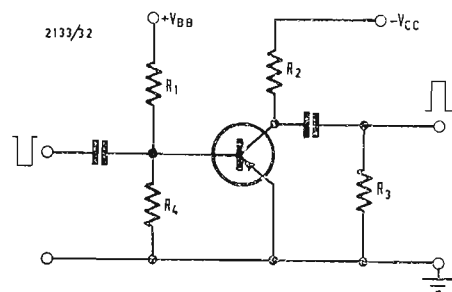
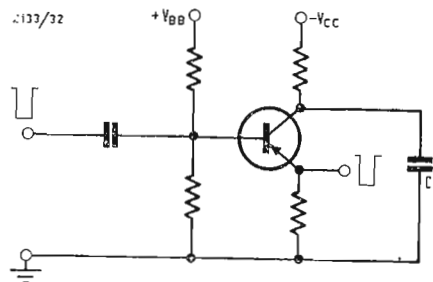



Fig. 18 - Circuito amplificatore d'impulso con carico sull'emettitore.

verso l'emettitore ed attira i buchi dell'emettitore verso la zona del collettore.

12. - APPLICAZIONE DEI TRANSISTORI FUNZIONANTI IN REGIME A VALANGA

Effettuata una distinzione fra i due tipi di possibile funzionamento a valanga riassumiamo brevemente le loro principali applicazioni, per passare poi all'esame dettagliato dei circuiti.

1) Transistore funzionante per tensione di punch-through. Esso si comporta come una resistenza negativa e le sue applicazioni possono essere paragonate con quelle del triodo a gas a catodo freddo, con la differenza che il transistore funziona con tensioni più basse e con velocità molto più elevate. Il principale svantaggio di questo tipo di transistore consiste nel fatto che è sufficiente una piccolissima capacità per farlo entrare in oscillazione, da cui la difficoltà di ottenere un dispositivo stabile da usare ad esempio come amplificatore d'impulsi. Conseguentemente il suo maggior impiego è come oscillatore a rilassamento dove è in grado di produrre impulsi molto stretti e con fronti di salita ripidissimi.

2) Transistore funzionante propriamente per fenomeno a valanga. Poichè presenta un guadagno di corrente maggiore di uno (nel montaggio a base comune), può essere usato in tutti i circuiti che erano stati elaborati per i transistori a punta. Il suo impiego come elemento bistabile comporta però una dissipazione non sempre indifferente sul collettore, nello stato di conduzione, che deve pertanto essere controllata. Può essere utilizzato, analogamente all'altro tipo, in oscillatori a rilassamento, inserendo però una opportuna resistenza di base ed un condensatore tra collettore e massa. Il valore di quest'ultimo è comunque piccolo e si possono realizzare generatori d'impulso con fronti d'onda molto ripidi ed alta velocità di funzionamento, comandabili dalla tensione sulla base.

13. - OSCILLATORE A RILASSAMENTO CON TRANSISTORE A PUNCH-THROUGH

Lo schema del circuito è riportato in fig. 12. Sebbene la presenza del condensatore C non sia necessaria ai fini dell'oscillazione (in quanto, come sappiamo, è sufficiente il transistore da solo per il funzionamento come oscillatore) è in questo caso inserito per formare un impulso di corrente di una certa ampiezza con le cariche che esso può immagazzinare (e che circola sul carico R_L di basso valore: dell'ordine di una cinquantina di Ω). Il funzionamento di questo circuito è molto semplice: inserita l'alimentazione, la tensione di collettore sale secondo la carica di C e quando raggiunge il valore della tensione di punch-through, il transistore conduce scaricando repentinamente il condensatore e formando un impulso ai capi di R_L. La base può essere collegata direttamente all'emettitore, ma si usa pure inserire la polarizzazione come per il transistore propriamente a valanga.

In fig. 13 è rappresentata la caratteristica che fornisce la corrente di collettore in funzione della tensione tra collettore e base e su di essa è tracciata la retta di carico R il cui valore è dato dalla somma di R_c ed R_B. È importante valutare la potenza dissipata dal transistore poichè essa determina la massima frequenza di ripetizione degli impulsi ammessa senza rischiare il danneggiamento del transistore (per far questo si deve calcolare la potenza dissipata dal transistore nel funzionamento come oscillatore a rilassamento e con condensatore esterno). La potenza media è determinata da quattro fattori.

1) la dissipazione nello stato di blocco;

2) l'energia associata con la scarica del condensatore sul collettore durante il tempo di commutazione ($C\ V_p^2/2$) e riferita all'intero periodo;

3) la dissipazione nello stato di conduzione;

4) la dissipazione durante il tempo, relativamente breve, del passaggio tra on ed off.

Delle quattro, l'unica importante è quella della scarica del condensatore e, in secondo luogo, quella dovuta alla corrente circolante nella R_c nello stato di conduzione (punto 3) che è generalmente trascurabile rispetto alla precedente.

L'energia di un condensatore carico alla tensione V_p vale: $C\ V_p^2/2$ ed essa va riferita al periodo T di oscillazione. Detto periodo può considerarsi quello impiegato dal condensatore per caricarsi alla tensione V_p in quanto il tempo di scarica può ritenersi, in questo calcolo, trascurabile. Si scriva pertanto l'equazione della carica del condensatore che tende a V_{cc} e che nel tempo T raggiunge il potenziale V_p; si ha:

$$V_p = V_{cc}\,(1 - e^{-T/RcC})$$

da cui:

$$T = CR_c \lg_e \frac{V_{cc}}{V_{cc} - V_p}$$

e la potenza dissipata sarà:

$$P_d = \frac{C\ V_p^2}{2\ T} = \frac{V_p^2}{2\ R_c \lg_e V_{cc}/(V_{cc} - V_p)}$$

da quest'ultima formula si osserva che:

1) la dissipazione è indipendente dal valore di C;

2) per un dato valore di dissipazione si ha una relazione fissa tra V_{cc} ed R_c;

3) la tensione d'alimentazione V_{cc} può essere fissata arbitrariamente, ma affinchè $V_{cc}\,(V_{cc} - V_p)$ vari il meno possibile al variare di V_p, cioè del transistore, occorre che V_{cc} sia la più alta possibile;

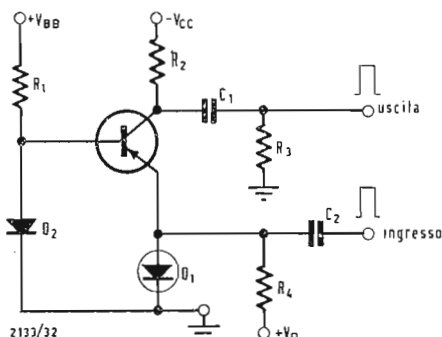



Fig. 19 - Amplificatore d'impulsi comandato sull'emettitore.

4) il valore del condensatore può essere scelto per fissare il periodo di funzionamento ed il valore del picco di corrente che circola nel carico.

Si noti che qualora la capacità esterna sia piccola rispetto a quella interna di collettore, la frequenza di funzionamento dipenderà principalmente dalla carica di quest'ultima capacità attraverso il carico sul collettore e la resistenza di base.

Con questo particolare tipo di transistore (a punch-through) l'unico sistema per comandare l'oscillazione agendo sulla base è di avere una tensione di base maggiore di $V_B - V_p$. In questo modo la tensione di collettore non può salire a V_p. Però questo non è un sistema molto sicuro, in quanto è difficile per ciascun transistore fissare in modo preciso i valori di V_B e V_P in quanto le tolleranze di produzione sono molto grandi.

Con transistori in cui la frequenza d'interdizione di α sia di 8 MHz si ha un tempo di salita sul collettore di 0,01 μsec con periodo di oscillazione di 0,1 μsec il che dimostra che la velocità di funzionamento di questo circuito è di un ordine di grandezza più elevata di quella di un analogo transistore funzionante in un circuito convenzionale, non a valanga.

14. - OSCILLATORE A RILASSAMENTO E MONOSTABILE CON TRANSISTORE A VALANGA

Il circuito fondamentale è analogo a quello riportato per il paragrafo precedente. Il suo funzionamento è il seguente. La tensione sul collettore sale verso il valore $- V_{cc}$ mentre la corrente base collettore raggiunge il valore I_{cB} (vedi fig. precedente); essa, circolando nella resistenza di base (resistenza intrinseca di base più quella del reoforo e relativa saldatura più resistenza esterna R_b) polarizza in senso diretto la giunzione emettitore base, cioè si sceglie R_b in modo che $R_b . I_{cB} > V_{BB}$; in questo modo il transistore, se la tensione sul collettore è sufficiente, conduce e l'effetto di moltiplicazione lo fa passare rapidamente nella condizione avalanche. Quando si è scaricato il condensatore la corrente attraverso R_c non è più sufficiente ed il transistore si blocca per effetto anche della tensione positiva sulla base dovuta a $+ V_{BB}$.

Se R_b è invece piccolo in modo che $R_b . I_{cB} < V_{BB}$ il circuito diventa monostabile e rimane nello stato stabile in cui la corrente I passa tra base e collettore mentre la corrente dell'emettitore, che è polarizzato inversamente, è nulla. Rendendo ora la base negativa rispetto all'emettitore, mediante un impulso esterno di comando, l'emettitore conduce ed il transistore passa subito in regime avalanche permettendo la scarica di C. L'ampiezza minima dell'impulso necessario per il comando è di $V_{BB} - I R_b$. Poichè la tensione a cui si ha la rapida conduzione (V_p in figura, e che ora possiamo chiamare V_s) e quindi la corrente variano molto da un transistore all'altro è preferibile che R_b sia di basso valore. Al limite essa è rappresentata dalla sola resistenza interna di base del transistore.

Il comando può essere un impulso negativo applicato alla base od uno positivo sull'emettitore; nel primo caso R_b dissiperà una parte della potenza di comando. Nel secondo caso si ha lo stesso problema in quanto nel circuito d'emettitore sarà inserita la resistenza, di basso valore, per la scarica del condensatore. Ma in questo caso, sfruttando il fatto che l'impulso di comando è positivo e la scarica del condensatore è negativa si può inserire un diodo D_1 come in fig. 14, che presenta un'alta resistenza per il generatore di comando e bassa per il circuito di scarica del condensatore. In questo modo non vi è più la necessità di inserire la resistenza esterna di base ed il valore di V_{BB} può essere scelto piccolo migliorando la sensibilità del circuito d'ingresso. Si può

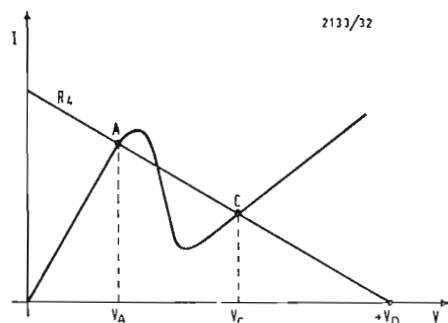



Fig. 20 - Caratteristica del diodo tunnel relativo al circuito di fig. 19.

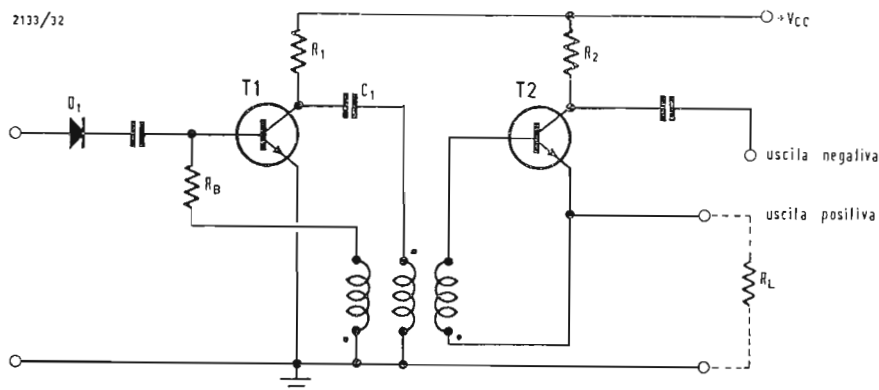



Fig. 21 - Amplificatore d'impulsi con due transistori a valanga in cascata.

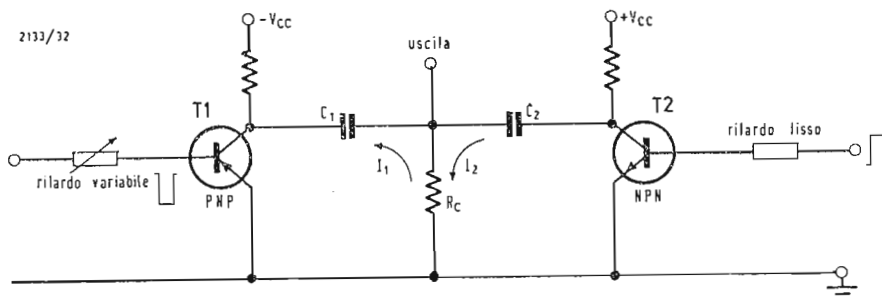



Fig. 22 - Generatore d'impulsi molto stretti.

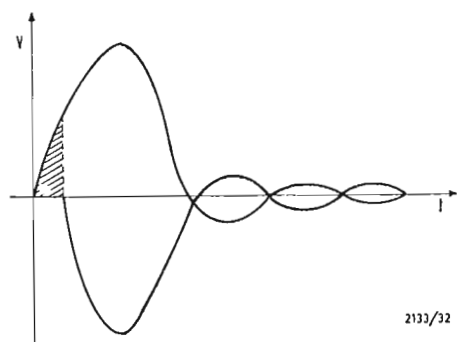



Fig. 23 - Forme d'onda relative al circuito di fig. 22.

ottenere una tensione V_{BB} dell'ordine di 0,3 ÷ 0,4 V polarizzando nel senso di conduzione un diodo D_2, come è indicato nella stessa fig. 14. Un altro vantaggio di questo metodo di polarizzazione è che durante il tempo di scarica circola in base una corrente sufficiente ad invertire la polarizzazione del diodo, in modo che la commutazione non risulta influenzata dalla tensione positiva costante sulla base che tende a tenere il transistore nella condizione off.

Nel circuito monostabile si ha dissipazione di potenza non soltanto durante l'impulso (cioè la scarica di C) bensì anche nello stato di riposo e questa può essere dello stesso ordine della precedente, pertanto è utile calcolarla. Come si vede dalla fig. 13 $I_{cB} = (V_{cc} - V_s) R_c$ e la potenza dissipata a riposo (P_r) vale:

$$P_r = V_s \frac{(V_{cc} - V_s)}{R_c}.$$

La potenza dissipata durante la commutazione (P_c) è analoga al caso precedente, dove al posto di V_p si metta V_s, quindi il rapporto tra le due è:

$$P_r/P_c = 2\left(\frac{V_{cc}}{V_s} - 1\right) \lg_e \frac{V_{cc}/V_s}{V_{cc}/V_s - 1}$$

V_{cc} va scelto in base ad un compromesso tra un valore alto richiesto per ridurre l'influenza delle caratteristiche, sempre non ben definite e costanti, del transistore sul circuito, ed un valore basso per limitare la potenza dissipata a riposo.

Anche in questo caso C si sceglie solo in base alla frequenza di ripetizione ed il picco di corrente richiesta. Si noti però che nel caso pratico il transistore lavora ad una tensione leggermente inferiore a V_s e pertanto anche la dissipazione è minore.

15. - GENERATORE D'IMPULSI A LINEA DI RITARDO

Illustriamo un circuito in grado di fornire impulsi regolabili in ampiezza ed in durata ed utilizzante un solo transistore funzionante in regime avalanche accoppiato ad una linea di ritardo (v. fig. 15). Per esaminare il funzionamento, ci riferiamo alla caratteristica I_c in funzione di V_c riportata in fig. 16. Allo stato iniziale (col tasto T aperto) il punto di funzionamento del transistore è in A. Quando si chiude l'interruttore, la tensione si distribuisce (essendo il transistore bloccato) tra R_1 L ed R_c, ma in queste condizioni la linea di ritardo si comporta in modo capacitivo per cui la tensione sul collettore sale esponenzialmente verso il valore V_{cc}. Quando detta tensione diventa uguale a quella di ginocchio ($V_{ce\,max}$) — punto B della caratteristica — il transistore passa istantaneamente in regime avalanche disponendosi nella condizione del punto C e con la tensione di breakdown ad emettitore comune V_s. Il passaggio repentino della tensione da $V_{ce\,max}$ a V_s (che è di valore inferiore) causa un impulso positivo ai capi del carico e dell'induttanza L; questo impulso si propaga lungo l'induttanza e, raggiunto il suo estremo isolato, viene riflesso con la stessa polarità ed applicato sul collettore. Si sovrappone quindi, e con segno contrario, alla V_s presente sul collettore diminuendone istantaneamente il valore in modo che il funzionamento a valanga non può più mantenersi ed il transistore ritorna in condizioni di bloccaggio. Sulla caratteristica, il punto di funzionamento passa per il punto D che è in condizioni di instabilità e scende al valore E. Il transistore è ormai bloccato ed eventuali altre riflessioni sulla linea di ritardo non hanno effetto sull'uscita ed il circuito è pronto per iniziare un altro ciclo; la durata di ogni periodo è essenzialmente regolato dal tempo di propagazione della linea di ritardo.

Agendo sul valore di R_c si può controllare l'ampiezza dell'impulso d'uscita: occorre però che R_c risulti sempre minore dell'impedenza dell'induttanza in quanto diversamente non si verificherebbe più la riflessione necessaria alla commutazione del transistore. Qualora si desideri l'impulso di polarità invertita è sufficiente inserire il carico R_c in serie all'emettitore.

16. - AMPLIFICATORE D'IMPULSO E COMMUTATORE

Il circuito di fig. 17 che è simile a quello del paragrafo precedente, rappresenta lo schema più comune in cui si utilizza il transistore a valanga come commutatore od amplificatore d'impulso. Inizialmente, senza segnale di comando, la giunzione base-emettitore è polarizzata inversamente dal potenziale positivo V_{BB} tramite la resistenza R_1. La tensione sul collettore è prossima al valore V_a attraverso l'alimentazione V_{cc} negativa e resistenza R_2 di valore elevato (dell'ordine di 200 ÷ 300 kΩ) ed anche il condensatore C (sui 5 nF) è carico alla stessa tensione. Quando giunge, sulla base, l'impulso di comando, negativo, si sblocca la giunzione base emettitore ed il transistore passa rapidamente a condurre, trovandosi nella condizione di breakdown con emettitore comune. In questo modo circola in esso e nella resistenza R_3 che rappresenta il carico non solo la corrente proveniente dall'alimentazione V_{cc} ma anche quella notevolmente maggiore, dovuta alla scarica del condensatore sul transistore stesso, che si presenta come un corto circuito, e sul carico che deve avere bassi valori di resistenza. (L'ordine di grandezza di R_3 è di circa 50 Ω). Scaricatosi il condensatore, la corrente che fluisce tramite R_2, dato l'alto valore di questa resistenza, non è più sufficiente ed il fenomeno di breakdown cessa. Se è finito anche l'impulso di comando il transistore è nuovamente bloccato ed il condensatore può nuovamente immagazzinare cariche per un nuovo impulso.

Ci si aspetterebbe che il potenziale di collettore scenda (attraverso la regione a resistenza negativa) da V_a a V_s durante il periodo di commutazione. Si osserva invece che la tensione di collettore cade completamente fino al potenziale di terra anche se l'impulso di comando sulla base è già terminato. Infatti una volta che l'impulso d'ingresso ha dato il via alle operazioni il transistore funziona come un thyratron, cioè la corrente è automantenuta e non dipende più dall'elettrodo che ha funzionato da « starter ».

17. - AMPLIFICATORE D'IMPULSO AD INSEGUITORE CATODICO

È un circuito analogo al precedente in cui il carico è però inserito sull'emettitore (v. fig. 18) e può essere utile per particolari questioni d'adattamento di impedenza. Differisce dal precedente per la polarità dell'impulso d'uscita che è, in questo caso, negativo (cioè in fase con l'impulso sulla base).

Il circuito può avere anche una induttanza L inserita tra base ed emettitore. Lo scopo di L è di fornire una via a bassa resistenza per le correnti di dispersione, mentre presenta una impedenza elevatissima all'impulso d'ingresso che ha il fronte molto ripido. In questo modo si diminuisce l'effetto di shunt della resistenza esterna tra base ed emettitore (o massa) sull'impulso di comando, mentre si eliminano gli inconvenienti che può provocare una resistenza tra base ed emettitore percorso dalla corrente di dispersione (con la possibilità d'innesco di oscillazioni) mettendo quasi in cortocircuito la base con l'emettitore.

Se al posto del condensatore si sostituisce una linea di ritardo aperta alla sua estremità ed opportunamente regolata, l'impulso d'uscita può essere reso rettangolare.

18. - AMPLIFICATORE D'IMPULSI COMANDATO SULL'EMETTITORE

La fig. 19 riporta lo schema di un circuito di commutazione con transistore funzionante in regime avalanche e comandato sull'emettitore anzichè sulla base. Tra emettitore e massa è inserito un diodo tunnel D_1 la cui caratteristica è riportata in fig. 20. In essa è anche tracciata la retta di carico R_4 a partire dalla tensione d'alimentazione $+ V_D$. Essa taglia la curva del diodo tunnel in tre punti di cui i due estremi (A — C) rappresentano condizioni stabili di funzionamento. Per permettere il funzionamento a valanga, il potenziale V_B sulla base del transistore è regolato in modo che questa risulti ad una tensione compresa tra i valori V_A e V_C della fig. 20; in particolare, nella condizione di riposo V_B è più positivo di V_A.

Un impulso positivo di comando fa commutare il diodo tunnel nella sua posizione stabile C, ma in questa condizione il transistore ha sull'emettitore una tensione V_C che è più positiva di quella (V_B) che ha in base e pertanto passa rapidamente in regime avalanche. La corrente di scarica I_E oltre a fornire l'impulso d'uscita agisce sul diodo tunnel facendolo ritornare nella condizione di bassa resistenza ed il ciclo è chiuso.

Il circuito presenta dei particolari vantaggi che si possono così riassumere: *a*) sensibilità all'impulso di comando molto alta e facilmente regolabile;

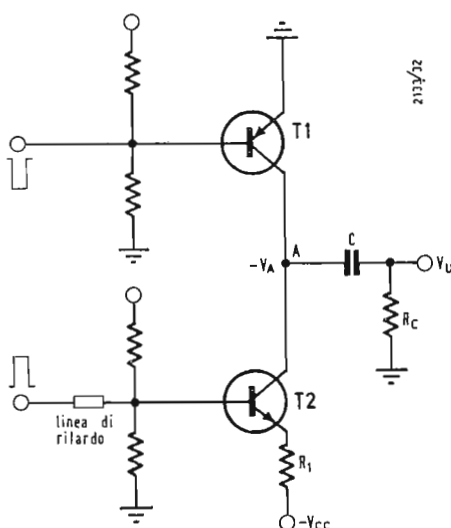



Fig. 21 - Generatore d'impulsi in push-pull.

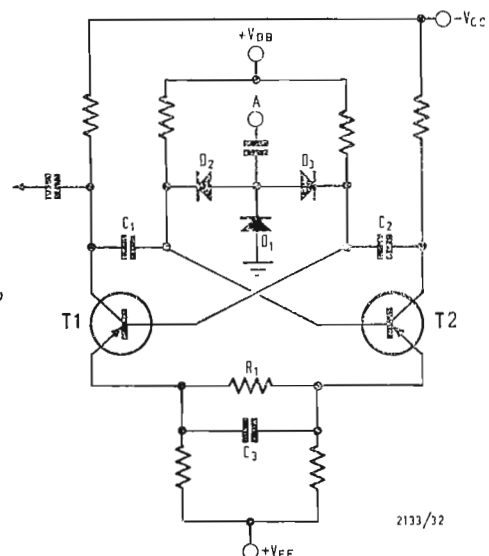



Fig. 26 - Bistabile con due transistori a valanga.

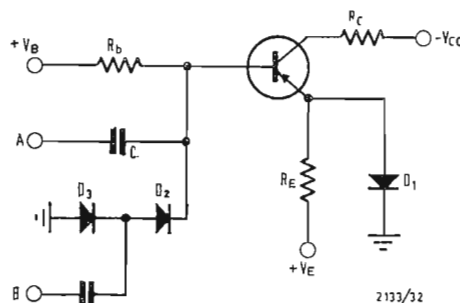



Fig. 27 - Bistabile con un solo transistore.

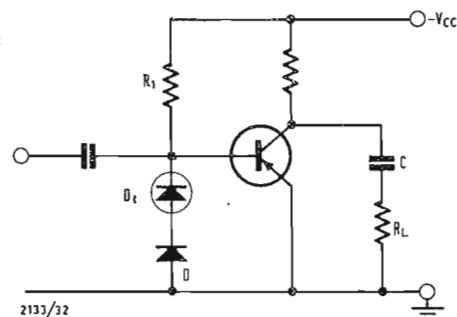



Fig. 28 - Circuito bistabile con diodo tunnel.

b) la piccola resistenza del diodo tunnel polarizzato inversamente durante il periodo di commutazione limita la potenza assorbita al generatore che fornisce gli impulsi di comando; *c*) ritorno a riposo automatico del diodo tunnel: *d*) comoda regolazione del potenziale di base del transistore.

19. - AMPLIFICATORE D'IMPULSI CON DUE TRANSISTORI A VALANGA IN CASCATA

È un circuito utilizzabile per fornire impulsi di forte corrente (1 ÷ 2 A) su impedenze di carico basse, quali possono essere quelle d'ingresso in una linea di trasmissione. Si utilizzano, date anche le elevate correnti in gioco, transistori NPN al silicio. Il funzionamento del circuito con riferimento alla fig. 21 è il seguente. Il primo stadio funziona da oscillatore bloccato. L'impulso d'ingresso, che può anche avere un fronte di salita lento, serve praticamente solo a dare il via alle operazioni. Quando la tensione sulla base ha raggiunto un valore sufficiente, il transistore commuta e C_1 si scarica attraverso di esso ed un avvolgimento del trasformatore. Un secondo avvolgimento, concatenato col primo, preleva parte dell'impulso d'uscita e lo riporta in ingresso, attraverso la resistenza R_B, fornendo una reazione positiva che facilita una nuova commutazione del transistore. Si noti che l'impulso in uscita da T_1, e quindi quello di reazione, hanno fronti di salita molto ripidi, decisamente migliori di quello che può essere fornito all'ingresso come comando. Il diodo D_1 separa il generatore degli impulsi dall'ingresso dell'oscillatore bloccato in modo che quest'ultimo non venga influenzato se non nel caso che gli impulsi siano di ampiezza maggiore della tensione di reazione. Il terzo avvolgimento del trasformatore pilota il secondo stadio e poichè la tensione di comando risulta molto forte, T_2 passa in modo rapido in condizione di avalanche e di sovrasaturazione. In questo modo, dopo che è terminato il fenomeno valanga, T_2 si comporta ancora come un normale transistore saturato, cioè la base, dopo il veloce breakdown iniziale, riprende la sua funzione di controllo della corrente di collettore.

La corrente d'uscita è data dalla scarica di C_2 sul carico R_L ed è costituita da due parti, l'una dovuta al fenomeno breakdown e l'altra alla sovrasaturazione del transistore. Anche il tempo di salita dell'impulso d'uscita è una combinazione del tempo di commutazione in funzionamento avalanche e di quello per il funzionamento normale. L'impiego di un transistore a valanga elimina i tempi di ritardo della commutazione tradizionale. Pure l'impiego di T_1 in condizione avalanche comporta dei vantaggi: innanzitutto, anche in questo caso, il tempo di ritardo del circuito è piccolo rispetto a quello di un transistore che non lavori in condizioni di breakdown, inoltre l'impulso d'uscita e la forma d'onda sono molto meno sensibili alla velocità di salita dell'impulso d'ingresso.

Nel circuito sono state ricavate due uscite, una sul collettore e l'altra sull'emettitore, a seconda della polarità che si vuole avere nell'impulso d'uscita. Desiderando un impulso negativo si collegherà il carico sul collettore e l'emettitore a massa, nel caso contrario si scambieranno le due connessioni. Per quanto riguarda il dimensionamento dei componenti, si osserva che R_B dovrebbe avere un basso valore ai fini di migliorare la stabilità del circuito e per migliorare il funzionamento dell'oscillatore bloccato; d'altro canto, un alto valore sarebbe consigliabile per diminuire la potenza necessaria per il comando e per assorbire meno segnale al trasformatore, lasciandone di più per comandare T_2. Pertanto è necessario un compromesso, e l'ordine di grandezza si aggira sui 100 ÷ 300 Ω. I valori delle capacità C_1 e C_2 dipendono dall'impulso in uscita che si vuol ottenere. La larghezza massima dell'impulso è limitata dalla quantità d'energia che si può immagazzinare in C_2 e che può essere sopportata da T_2 senza subire danneggiamenti.

Questo circuito presenta il vantaggio di richiedere una bassa potenza di comando e di avere la possibilità di regolare il sovrapilotaggio di T_2 semplicemente regolando la resistenza R_B.

20. - GENERATORE D'IMPULSI MOLTO STRETTI

Un circuito atto a fornire impulsi molto stretti è schematizzato in fig. 22. Esso utilizza due transistori a valanga, uno PNP e l'altro NPN. I due condensatori C_1 e C_2 si scaricano sulla stessa resistenza di carico R_c. Se i due transistori conducono contemporaneamente, le due correnti I_1 ed I_2 si annullano tra di loro e non si ha alcun impulso in uscita. Se invece i transistori sono azionati l'uno leggermente in ritardo rispetto all'altro ci sarà un piccolo intervallo di tempo in cui è presente una sola corrente e pertanto si ha l'impulso in uscita. Per ottenere questo si sono inseriti, nei due circuiti di comando, (che devono fornire polarità opposte) due ritardi, l'uno fisso e l'altro regolabile. La larghezza dell'impulso risulterà pari a due volte la differenza fra i due ritardi. In fig. 23 sono riportati i due impulsi ricavabili dai due transistori, che, come già detto, s'annullano a vicenda; la parte tratteggiata rappresenta l'impulso in uscita. Questo impulso risulterà positivo se commuterà prima il transistore T_1 e negativo se viene comandato prima T_2; è per questo motivo che si è inserito un ritardo fisso su T_2, in modo che agendo semplicemente su quello variabile di T_1 si possa far partire per prima sia T_1 sia T_2 secondo la polarità voluta dell'impulso d'uscita.

21. - GENERATORE D'IMPULSI IN PUSH-PULL

Un circuito sotto certi aspetti simile al precedente è quello riportato nello schema di fig. 24. Esso è adatto per alte velocità di funzionamento; infatti si prevede che, disponendo di due transistori perfettamente uguali, si possa raggiungere una frequenza di ripetizione degli impulsi superiore ai 100 MHz. Come è indicato in figura, dei due transistori, uno è del tipo PNP (T_1) e l'altro del tipo NPN (T_2). Il

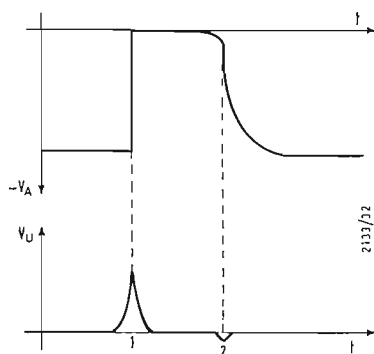



Fig. 25 - Forme d'onda relative al circuito di fig. 24.

Fig. 29 - Caratteristica del diodo tunnel nel circuito di fig. 28

funzionamento è molto semplice: il condensatore C è inizialmente carico alla tensione — V_A; quando giungono i due impulsi di comando commuta prima T_1 perchè sulla base di T_2 è inserita una linea di ritardo. Il potenziale sul punto A passa rapidamente a zero, dopodiche T_1 si blocca nuovamente e solo dopo che questo si è verificato comincia a condurre T_2 che riporta una tensione negativa nel punto A permettendo la ricarica del condensatore (è importante che la commutazione di T_2 avvenga dopo che T_1 si è bloccato, diversamente si verificherebbe un cortocircuito della alimentazione, tra — V_{cc} e massa; a questo scopo basta assicurarsi che il ritardo dato al comando di T_2 sia maggiore dell'intero ciclo di commutazione di T_1).
La fig. 25 riporta l'andamento della tensione nel punto V_A e di quella di uscita sul carico R_c; quest'ultima corrisponde alla precedente, differenziata dal circuito $C\,R_c$ (si noti che, data la lentezza della ricarica di C, che ha in serie la resistenza R_1, in questa condizione non si ha praticamente segnale in uscita; punto 2 sulla fig. 25).
La velocità massima di funzionamento è limitata solo dal tempo di commutazione e di ripristino (cioè di ritorno a riposo) dei due transistori.

22. - BISTABILE A DUE TRANSISTORI

Si utilizzano due transistori a valanga e si ottengono due uscite di segno opposto; è un circuito pressochè uguale a quello classico impiegante due transistori normali, ma in questo caso i tempi di commutazione possono essere molto più brevi e le correnti in gioco più forti. L'impulso di comando, applicato nel punto A (vedi fig. 26), deve avere polarità positiva; esso passa attraverso i diodi D_2 e D_3 e raggiunge la base del transistore (supponiamo che sia T_1) che conduce, e di conseguenza il suo emettitore. Al brusco aumento di tensione (in senso positivo) sull'emettitore di questo transistore, corrisponde, attraverso il condensatore d'accoppiamento C_3, un impulso positivo sull'emettitore del transistore bloccato (T_2) il quale, essendogli cresciuto il potenziale sull'emettitore mentre non è variato quello di base, passa a condurre. Ai capi di C_2 si ha allora un brusco rialzarsi della tensione (in quanto il collettore di T_2, che era a — V_{cc}, passa al valore che gli compete nello stato di conduzione e che dipendendo da + V_{EE} e da — V_{cc} può anche essere positivo); questo repentino aumento si verifica anche sull'armatura di C_2 che è collegata alla base del primo transistore, il quale, sotto l'azione dell'impulso di comando e specie di quest'ultimo che è di ampiezza molto più rilevante, si blocca definitivamente.
Il diodo D_1 nel circuito di comando ha essenzialmente lo scopo di mantenere costante il carico che il bistabile presenta verso il generatore degli impulsi di comando; gli impulsi negativi, che troverebbero impedenza infinita su D_2 e D_3, si chiudono attraverso D_1.

23. - BISTABILE AD UN SOLO TRANSISTORE

Con questo circuito riportato in fig. 27 si ottengono due posizioni stabili ricorrendo ad un solo transistore. Il suo funzionamento è il seguente. Nello stato on la corrente fornita dall'alimentazione + V_E passa nel transistore mentre la relativa corrente di base richiesta dal transistore per il funzionamento avalanche fa diminuire la tensione sul terminale di base fino ad un valore leggermente negativo fissato dalla caduta di tensione diretta dei due diodi D_2 e D_3 che sono collegati, con l'altro terminale, alla massa e che stanno conducendo. Così il punto di funzionamento nello stato di conduzione risulta determinato unicamente dalla resistenza d'emettitore R_E, dalla tensione d'alimentazione + V_E e dall'azione dei diodi che funzionano da tosatori. Ai fini della stabilità del circuito, R_E deve essere di valore maggiore della resistenza negativa che presenta il dispositivo in questa condizione, diversamente la retta di carico di R_E taglierebbe la curva d'ingresso (v. fig. 6 b) in tre punti provocando l'oscillazione del circuito. La corrente d'emettitore si sceglie in base al segnale che si vuole ottenere in uscita tenendo però presente la massima potenza dissipabile. Un impulso negativo sulla base, applicato al terminale A, commuta nello stato on il circuito; per portarlo nello stato off occorre un apposito impulso positivo sull'ingresso B. In quest'ultima condizione, la corrente dell'alimentazione V_E si chiude attraverso il diodo D_1, il che fissa il potenziale dell'emettitore ad un valore leggermente superiore a massa, con D_1 che rappresenta il carico per il circuito d'emettitore nella condizione di transistore bloccato.

24. - BISTABILE CON DIODO TUNNEL

Descriviamo un altro circuito bistabile costituito da un solo transistore, che richiede però l'uso di un diodo tunnel (v. fig. 28). Il vantaggio essenziale di questo circuito (che ne giustifica l'uso malgrado il costo abbastanza elevato dei suoi componenti) consiste nel brevissimo tempo di commutazione che esso presenta). Viene comandato, sullo stesso ingresso, da due impulsi di polarità inversa, l'uno per portarlo nello stato on, e l'altro per riportarlo off. Riferendoci alla curva del diodo tunnel (v. fig. 29) in condizioni di riposo, cioè con transistore interdetto il diodo si trova polarizzato nel punto A dalla tensione d'alimentazione, tramite la resistenza R_1. In queste condizioni, la tensione ai suoi capi è molto bassa ed

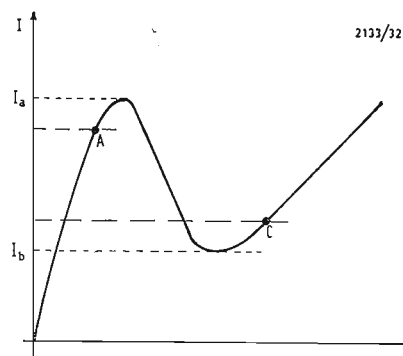
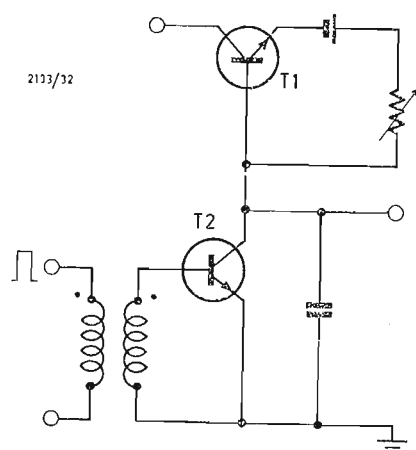



Fig. 30 - Generatore di denti di sega.

anche sommandovi quella presente sul diodo D (che può anche non esservi, come vedremo in seguito) non è sufficiente a polarizzare la base in modo da far commutare il transistore che pertanto rimane nello stato bloccato. Il suo collettore si trova ad un potenziale molto alto e nel diodo tunnel circola una piccola corrente di dispersione del diodo collettore-base, il cui valore è però trascurabile rispetto alla corrente data da V_{cc}/R_1. Quando giunge un impulso negativo in ingresso, cresce, superando il valore I_a, la corrente nel diodo tunnel, che commuta rapidamente passando nella condizione C dove presenta un'alta resistenza. La tensione sulla base di T sale ed il transistore va in regime avalanche formando il solito impulso in uscita. Il transistore rimane commutato fin tanto che il diodo tunnel non torna nella condizione iniziale. Questo si verifica quando la corrente in esso circolante scende ad un valore inferiore ad I_b il che si ottiene inviando un impulso positivo in ingresso. Il diodo D, inserito in serie al diodo tunnel ha lo scopo di aumentare la tensione tra base e massa perchè, quella ai capi del diodo tunnel, anche quando lavora nel punto C, non sarebbe sufficiente a far scattare il transistore, specie se questo è al silicio cioè a tensione base-emettitore di ginocchio maggiore, del valore di 0,5 ÷ 0,6 V. La utilità della combinazione del transistore a valanga col diodo tunnel consiste nell'alta velocità di commutazione, infatti il tempo di commutazione della tensione di collettore può risultare inferiore ai 10 n/sec. Inoltre questo circuito presenta una buona stabilità per quanto riguarda l'ampiezza del segnale d'ingresso a cui commuta, valore che risulta esclusivamente fissato dalle caratteristiche del diodo tunnel.

25. - GENERATORE DI DENTI DI SEGA

Il transistore a valanga oltre che servire come generatore d'impulsi rettangolari, può essere vantaggiosamente utilizzato in altre applicazioni, come commutatore, sfruttando la sua alta resistenza nello stato bloccato e la condizione di quasi cortocircuito durante il fenomeno avalanche. Con questo criterio è stato realizzato il generatore di denti di sega riportato in fig. 30. Dei due transistori, ambedue al silicio, solo T_2 funziona in regime avalanche ed è utilizzato come interruttore, per la scarica di C. Il transistore T_1 funziona col metodo normale ed è montato nella disposizione con base comune. In questo modo, come è noto, la corrente di collettore non varia in funzione della tensione di collettore (infatti le caratteristiche della I_c in funzione di V_{CB} sono pressochè orizzontali). Questo assicura che la carica del condensatore C avvenga molto linearmente. Quando la tensione su C è sufficientemente elevata e giunge un impulso sul trasformatore d'ingresso, il transistore T_2 (funzionante in regime avalanche) conduce scaricando velocemente il condensatore, in modo che il circuito è pronto per un nuovo impulso. Questo circuito, che viene alimentato con tensioni elevate (100 ÷ 150 V) in quanto i due transistori sono in serie, può essere utilizzato per comandare la deflessione di un tubo a raggi catodici.

26. - COMPORTAMENTO TERMICO

La resistenza termica di un transistore generico si definisce come il rapporto tra l'incremento della temperatura della giunzione (T_j) e quello della potenza dissipata nella giunzione collettore base (P). [Si trascurano quindi le dissipazioni nelle resistenze ohmiche (RI^2) presenti nel transistore e quella della giunzione emettitore base]. Pertanto, indicando con R_t la resistenza termica, si ha

$$R_t = \frac{\Delta T_j}{\Delta P}$$

Si può dimostrare con considerazioni fisiche, che, qualora la base sia collegata direttamente all'emettitore, la zona in cui si ha dissipazione si restringe ad un'area decisamente minore che nel caso di base aperta. Pertanto nel caso emettitore base in corto, la variazione della temperatura della giunzione (collettore base) sarà maggiore a parità di variazione di dissipazione. Ne risulta che la resistenza termica ha un massimo nel caso di base emettitore in corto o con alte correnti di base, e scende ad un valore corrispondente al funzionamento normale del transistore (cioè non in « avalanche ») aumentando la resistenza di base, o diminuendo la corrente della stessa.
Per misurare come si comporti un transistore al variare della temperatura, si possono adottare due sistemi: uno consiste nel considerare le variazioni della tensione base-emettitore in funzione della temperatura [$V_{BE} = f(T)$], il secondo le variazioni della corrente termica in funzione della temperatura [$I_{co} = f(T)$]. Beeson e altri (v. bibliogr. n. 9) hanno eseguito uno studio col primo sistema. Per poterlo utilizzare è molto utile che esista una relazione lineare tra V_{BE} e temperatura (per poter calcolare m - vedi oltre), il che è verificato nei transistori a valanga come nei transistori normali. Il rilievo di questa curva si esegue tenendo come parametro il valore della resistenza esterna di base, che può essere variato da un centinaio di Ω ad infinito, e mantenendo al valore minimo la corrente di collettore. Gli Autori citati hanno ottenuto una pendenza di circa 2 mV/C per resistenza di base infinita. [valore che pressappoco corrisponde a quello dei transistori funzionanti nel sistema normale]. Diminuendo il valore

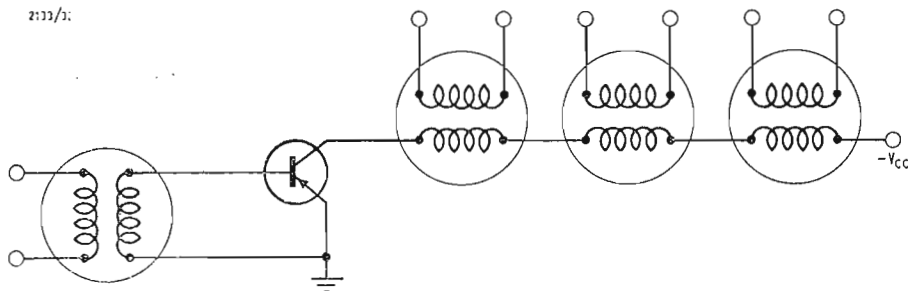



Fig. 32 - Un transistore che comanda più nuclei di ferrite.

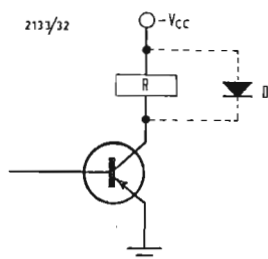



Fig. 31 - Commutatore a transistore con relè sul collettore. Quando il transistore si blocca possono verificarsi pericolose sovratensioni.

della resistenza di base la pendenza decresce sempre più in seguito alla azione di partitore dovuta alla resistenza interna di base in serie a quella esterna.
Per la misura della resistenza termica in funzionamento a valanga (R_{tv}) verificata la linearità della V_{BE} in funzione della temperatura per alcuni livelli diversi di potenza occorre trovare il metodo di far variare la potenza dissipata nell'interno del circuito in modo da poter poi risalire alle variazioni di temperatura della giunzione. Poichè la tensione collettore-emettitore in regime avalanche ha un valore (V_s) praticamente costante con la corrente e la temperatura, una variazione di corrente corrisponderà pressappoco ad una stessa variazione di potenza dissipata. Quindi si fa passare il transistore da uno stato a bassa potenza (P_1) ad uno ad alta potenza (P_2) e si leggono le corrispondenti tensioni V_{BE1} e V_{BE2} o con un voltmetro o con l'oscilloscopio. La resistenza termica varrà:

$$R_{tv} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{m\,(P_2 - P_1)}$$

dove m è la pendenza della curva $V_{BE} = f\,(T)$.
Dall'esame delle curve si nota che per alti valori di corrente di base, la resistenza termica può aumentare del 200%.
In condizioni di lavoro, con impulsi rapidi, se la resistenza in serie alla base è alta, le variazioni di V_{BE} sono le stesse che si hanno con transistori funzionanti in condizioni normali; se R_b è bassa (dell'ordine di 100 Ω), la risposta iniziale è più veloce, quella complessiva, dovuta alle variazioni nella massa del semiconduttore, è la stessa.
Per quanto concerne il comportamento del transistore alle variazioni termiche si può dire che sia la variazione di V_a che quella di V_s sono relativamente piccole. Si ritiene che V_a, al salire della temperatura cresca di circa lo 0,1 per cento per ogni grado centigrado. V_s invece, oltre a subire lo stesso aumento di V_a per l'azione diretta della temperatura, risente molto di più della variazione di a_{bo} che è più sensibile alle oscillazioni termiche. In base ai dati forniti da Ebers e Miller (vedi bibliogr. 1) risulta che qualora a_{bo} raddoppiasse di valore, V_s subirebbe un aumento di circa il 25%.

27. - PROVE DI DURATA

Sono state eseguite, nei laboratori francesi della Facoltà di Scienze di Grenoble delle prove di durata dei transistori funzionanti in regime avalanche, aumentando sempre più la potenza dissipata in essi. [Si è passati da 200 mW di dissipazione impulsiva a 30 W, variando la potenza media da 5 ad 80 mW e tenendosi però sotto il limite massimo di potenza dissipabile, fornito dal costruttore e che nell'esempio in esame era di 150 mW]. In base a queste esperienze si è concluso che, evitando delle dissipazioni eccessive, le caratteristiche del transistore, dopo un po' di tempo si stabilizzano su valori relativamente costanti. Generalmente a_e si stabilisce su valori superiori a quelli iniziali (a meno che il transistore, in queste condizioni di funzionamento, si deteriori, nel qual caso a_e diminuisce). La tensione di breakdown V_a cresce leggermente col passare del tempo. Si sono riscontrate leggere variazioni della tensione di soglia $V_{ce\ max}$ (però, quando è molto elevata, cioè vicina alla tensione di breakdown V_a risulta poco sensibile alla temperatura); invece la corrente massima e la durata dell'impulso di corrente variano notevolmente, tanto più aumenta la prima quanto più diminuisce il secondo.

28. - CASI IN CUI PUO' INTERVENIRE IL FENOMENO VALANGA NON DESIDERATO

Quando un transistore, che si desidera lavori nel sistema normale, è impiegato come commutatore ed ha un carico induttivo sul collettore sussiste la possibilità che passi a funzionare in regime avalanche. Infatti nell'istante in cui il transistore viene bloccato, la tensione sul suo collettore sale al valore V_{cc} di alimentazione, o poco meno, e ad essa si somma la sovratensione dovuta all'induttanza, in modo che il totale può superare la tensione di breakdown. Un esempio può essere quello di un

transistore che comanda un relè, come nel circuito di fig. 31, oppure un transistore impiegato nei circuiti logici con ferriti nel quale caso può succedere che su un solo collettore siano collegati in serie parecchi avvolgimenti di altrettanti anellini di ferrite (v. fig. 32) ed in questo caso la sovratensione diventa veramente notevole. Il sistema più comune per eliminare questo inconveniente è quello di inserire un diodo connesso in modo da cortocircuitare questi picchi di tensione (v. fig. 31 tratteggiato).

BIBLIOGRAFIA

[1] S. Miller - J. Ebers, *Alloyed junction avalanche transistors*, B.S.I.J., settembre 1955 vol. 34 n. 5, pagg. 883-902.

[2] M. J. Duckenfield, *The operation of transistors in the avalanche mode*, Electronic Engineering, agosto 1961, pag. 511-513.

[3] C. Root - E. Adler, *An introduction to the avalanche transistor*, Semiconductor products, luglio 1961, pagg. 24-28.

[4] J. E. Lindsay, *A decade ring counter using avalanche operated junction transistors*, I.R.E. Trans. on Circuit Theory, 1957 settembre, pagg. 262-267.

[5] R. P. Rufer, *Designing avalanche switching circuits*, Electronics, 1961 7 aprile, pagg. 81-87.

[6] H. G. Dill, *Avalanche pulse generators*, Semiconductor product, 1962 febbraio, pagg. 23-30.

[7] H. Schenkel - H. Statz, *Junction transistors with alpha greater phan unity*, Proc. I.R.E., 1956 marzo, pagg. 360-371.

[8] A. Beale - B. W. Stephenson - E. Woblendale, *A study of high speed avalanche transistors*, Proc. I.E.E., 1957 vol. 104-B, pagg. 394-402.

[9] R. Beeson - I. Haas - V. Grinich, *Thermal response of transistors in the avalanche mode*, Bollettino Informazioni Tecniche, S.G.S. n. 14, ottobre 1962.

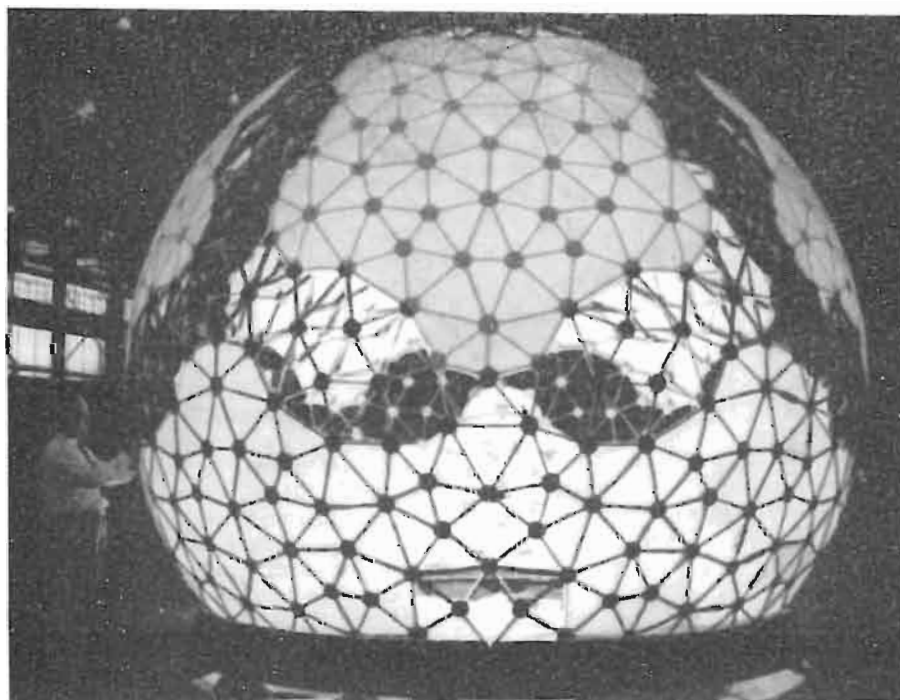
[10] E. Schulte, *Essais d'endurance de transistors fonctionnant en régime d'avalanche*, Onde Electrique, 1962 luglio-agosto, vol. 42° n. 424-425, pagg. 632-635.

[11] D. S. Gage, *Pulse circuits using avalanche transistors*, Proc. National Electronic Conference, 1958, vol. 14, pag. 32-38.

[12] G. Chaplin - A. Owens, *A method of designing avalanche transistor trigger circuits*, Instit. Electr. Engrs, paper 2644 E (International Convention on Transistors and associated semiconductor devices), 1959 marzo.

[13] G. B. Chaplin, *A method of designing transistor avalanche circuits with application to a sensitive transistor oscilloscope*, Solid State Conference, Philadelphia, 1958.

[14] H. Schenkel - H. Statz, *Voltage punch through and avalanche breakdown and their effect on the maximum operating voltages for junction transistors*, Proc. National Electronic Conference, 1954, n. 10 pag. 614.

Una cupola, destinata a proteggere le antenne radar da urti o raffiche di vento, e da altre condizioni atmosferiche, offre uno spettacolo quasi soprannaturale mentre è sottoposta al controllo finale presso gli impianti di produzione della Goodyear Aerospace Corporation and Akron nell'Ohio (USA). Questa cupola, costruita per conto dei Bell Telephone Laboratories, ricava la sua robustezza dalla singolare configurazione geometrica: le forze sono trasferite dalle sue strutture triangolari di acciaio alla base. I vuoti nella copertura di fibra vetrosa vengono chiusi quando il dispositivo di protezione è montato in forma definitiva.

Il salone internazionale dei componenti elettronici a Parigi

(nostro servizio speciale)

Questa Mostra che, sino a qualche anno fa, si chiamava dei « pezzi staccati » (pièces detachées) ed era a carattere nazionale, sta diventando ad ogni sua nuova edizione annuale, sempre più importante, sia come numero di espositori d'ogni Paese, sia come assortimento, genere e qualità dei materiali esposti.
L'edizione di quest'anno, l'ottava per la cronaca, svoltasi dall'8 al 13 aprile ultimo, è stata veramente imponente sotto ogni aspetto, tanto che gli stessi organizzatori si sono mostrati preoccupati per la prossima edizione che si prevede ancor più affollata.
Comunque quest'anno gli espositori erano quasi un migliaio, dei quali il 50% circa francesi e l'altra metà d'altri Paesi.
Fra gli espositori non francesi erano in testa gli americani con 138 « stands », seguiti dalla Germania Occidentale con 105 stands, dall'Inghilterra con 71 stands, dal Giappone con 35 espositori e dall'Italia con 22 espositori. Hanno partecipato altresì l'Irlanda, l'Ungheria, la Polonia e la Jugoslavia.
Il numero degli espositori è più che raddoppiato dal 1958, anno della prima edizione di questo Salone; lo scorso anno 1964 erano 772 espositori, mentre quest'anno erano più di 950.
È da notare che il Salone parigino dei Componenti elettronici non è aperto ad un pubblico indiscriminato con ingresso a pagamento, ma bensì ai soli tecnici qualificati, muniti di biglietto d'invito.
E nonostante tale limitazione, i visitatori sono stati quest'anno 138.000 (contro i 115.000 dell'anno scorso); di questi ben 36.000 non erano francesi.
Presentato così a grandi linee generali il carattere e le dimensioni di questa importante manifestazione elettronica francese, passerò ad illustrarne i più interessanti aspetti. E poichè la Mostra investe tutto il settore elettronico, si presentano due distinte categorie di componenti: quelli a carattere professionale e quelli a carattere cosiddetto civile.
È opportuno ricordare che la Francia sta affrontando solo ora il problema del 2° canale TV. E contrariamente a quanto è accaduto da noi tre anni or sono, ove l'unico problema da risolvere era l'introduzione della banda UHF a fianco di quella VHF del 1° programma, in Francia tale problema è molto più complesso dato che il 2° canale oltre che far uso delle UHF, adotta altresì uno standard TV differente da quello del 1° programma.
In altre parole, mentre il 1° programma viene trasmesso nella banda VHF con lo standard francese a 819 righe, il 2° programma viene trasmesso in banda UHF, ma con lo standard europeo a 625 righe.
Pertanto chi vuole ricevere il 2° programma non può adattare il televisore posseduto che riceve il 1° programma, ma deve provvedersi di un secondo televisore. L'unica alternativa è costituita dai televisori cosiddetti « bistandard », costruiti espressamente per ricevere, con opportuna commutazione, i due standard 819 e 625 righe.
Pertanto intorno a tale situazione si sviluppa l'attuale produzione di televisori e dei componenti relativi. Ditte francesi oltre che Ditte tedesche ed italiane hanno presentato ottimi componenti di tal genere, che hanno riscosso l'interesse palese anche dei tecnici inglesi pure essi coinvolti in una analoga situazione « bistandard » (405 righe per il 1° programma e 625 righe per il 2° programma).
Gli espositori italiani e tedeschi hanno avuto buon giuoco anche nel campo dei gruppi ad alta frequenza (tuners), forti di un'esperienza almeno triennale nei confronti dei francesi ed inglesi. La maggior parte dei gruppi ad alta frequenza sia in VHF che in UHF, presentati al Salone di Parigi, erano transistorizzati e con selezione canali a tastiera.
Interessante e molto apprezzata era la produzione di una nota Ditta italiana specializzata in questo settore.
Per quanto riguarda i tubi catodici di immagine (cinescopi) ho potuto constatare che mentre il tipo cosiddetto autoprotetto è già in uso corrente in Francia, il nuovo modello da 25 pollici (che in Italia ed in Germania è ormai di adozione quasi generale), sta solo ora timidamente affacciandosi presso i costruttori francesi.
Molta vasta e tecnicamente aggiornata era la produzione francese di altoparlanti. Nuovi modelli con eccellenti qualità di riproduzione musicale; particolarmente studiate e realizzate con notevoli risultati alcune casse acustiche di volume ridotto, con ampia gamma di frequenze sonore.
Parecchie Ditte francesi presentavano inoltre componenti per televisori a colori, sul sistema SECAM adottato dalla

Uno scorcio del Salone Internazionale dei componenti elettronici di Parigi.

Francia, poichè dal trasmettitore di Parigi (Tour Eiffel) viene trasmesso sperimentalmente ogni giorno un piccolo programma a colori.
Molte Ditte francesi presentavano componenti per circuiti transistorizzati verso i quali vi è una spiccata tendenza (transistorizzazione parziale e totale). E sotto questo profilo vi è oggi una intensa attività nei laboratori industriali d'ogni Paese; ed è anche ovvio che la adozione di transistori esiga l'impiego di componenti con caratteristiche tecniche differenti da quelli normalmente usati nei circuiti a valvole elettroniche.
Nella tecnologia costruttiva dei pannelli a circuiti stampati erano da notarsi numerosi, importanti perfezionamenti quali ad esempio i nuovi sistemi di metallizzazione dei circuiti, i rivestimenti protettivi, la metallizzazione interna delle forature per l'applicazione dei componenti, e così via.
Particolare menzione merita il settore delle antenne, che attualmente in Francia si trova in piena euforia a causa delle ricezioni in UHF del 2° canale. Anche qui la transistorizzazione sta introducendosi d'imperio, con la comparsa delle cosiddette antenne elettroniche, munite di un transistore-adattatore-amplificatore, sistemato immediatamente ai capi del dipolo, oltre che amplificatori in custodia stagna da applicarsi al palo di sostegno dell'antenna.
Nel campo degli impianti d'antenna centralizzata, la produzione presentata era vastissima e di notevole perfezione tecnica: anche qui la transistorizzazione è pressochè totale e la varietà degli accessori d'installazione presentava caratteristiche di notevole pregio e praticità.
Per non passare del tutto sotto silenzio il settore dei componenti professionali, dirò che di estremo interesse si presentava la produzione francese di tubi elettronici per trasmettitori in ogni gamma di frequenze.
La tecnica dei semiconduttori è poi stata messa in spiccato rilievo dall'ampio assortimento di transistori, diodi ed altri dispositivi a « stato solido », quali i circuiti integrati e micrologici.
Molto interesse fra i tecnici di tutto il mondo hanno suscitato dei transistori della potenza di 10 e 20 W per frequenze dell'ordine di 500 MHz di produzione francese.
Nel campo degli elaboratori elettronici ed in genere nella tecnologia dei circuiti miniaturizzati, si poteva notare tutta una vastissima serie di componenti « ad hoc », dai resistori fissi e variabili, ai condensatori, dai connettori ai relé, dai microcircuiti stampati alle resine per incapsulare ed annegare interi dispositivi elettronici onde proteggerli da danneggiamenti o variazioni di clima ambientale.
Infine anche nel campo dell'elettronica più sofisticata, quale ad esempio gli ultrasuoni, i « laser », gli amplificatori magnetici, sono stati esibiti interessantissimi componenti. Per citarne alcune applicazioni pratiche, accennerò a dispositivi di detersione e lucidatura di oggetti delicatissimi (ultrasuoni), forature e saldature di estrema piccolezza e delicatezza (laser meccanici e biologici), catene di comandi a distanza di grande compattezza e sicurezza (amplificatori magnetici).
Per concludere questa rapida rassegna sull'8° Salone internazionale dei componenti elettronici, tenutosi quest'anno in un'atmosfera di alto interesse tecnico, con un'eccezionale affluenza di tecnici specializzati, dirò ancora che esso ormai segna un appuntamento classico annuale estremamente utile per il progresso delle tecnologie elettroniche. È qualcosa di più di una semplice Mostra commerciale. È una manifestazione formidabile della vitabilità e capacità dell'industria elettronica europea.

A. Banfi

La TV a colori in Italia

Un certo allarme ha suscitato la notizia pubblicata dai giornali quotidiani del 14 maggio u.s., secondo la quale il Presidente dell'I.R.I. prof. Petrilli, parlando alla Commissione industria della Camera, aveva tra l'altro detto che la RAI-TV, ha in programma la continuazione di esperienze e studi sulla televisione a colori, le cui trasmissioni potranno presumibilmente cominciare nel 1967
Queste dichiarazioni meritano un chiarimento ed un commento, anche per ridimensionare nelle sue giuste proporzioni qualsiasi illazione od erronea interpretazione che possa essersi formata in tutti coloro che non seguono da vicino la scottante questione della TV a colori.
È opportuno stabilire subito che il traguardo accennato dal prof. Petrilli si riferisce unicamente a trasmissioni a carattere sperimentale da parte della RAI, di maggiore impegno e consistenza di quelle che già da qualche tempo vengono effettuate per un orientamento verso la scelta dello « standard » da adottarsi.
Non vi è pertanto neppure da pensare a trasmissioni di TV a colori aventi un sia pur minimo valore spettacolare o quanto meno di attrazione per il pubblico, anche per la semplice ragione che non vi saranno televisori adatti disponibili sul mercato.
Infatti lo scopo precipuo delle accennate trasmissioni sperimentali, sarà proprio quello di consentire all'industria Radio-TV di studiare, progettare e realizzare nei laboratori, i primi esemplari di televisori a colori, atti a funzionare con lo « standard » che a quell'epoca (o quanto prima augurabile) sarà stato prescelto.
La realizzazione di un prototipo di televisore a colori richiede presso un laboratorio industriale almeno un anno di tempo, ovviamente a partire dal momento in cui si saprà a quale dei tre « standard » attualmente ancora in discussione, l'Italia avrà aderito.
Sulle conclusioni della Conferenza internazionale svoltasi a Vienna nello scorso aprile, abbiamo già riferito nell'ultimo numero (N. 4) de « l'antenna.
Possiamo inoltre confermare che contatti ad alto livello tecnico internazionale sono attualmente in corso, nell'intento di dirimere contrasti e giungere alla tanto auspicata unificazione (o per lo meno quasi-unificazione) di uno « standard » europeo.
Importanti ed autorevoli discussioni tecniche sono in corso, nel momento di redigere queste note (fine maggio), al Simposio Internazionale di Televisione a Montreux, del quale riferiremo nel prossimo numero.
È comunque da porre in rilievo, ai fini di un quadro informativo generale sulla situazione della TV a colori nel mondo, che il suo sviluppo ha assunto nel corrente anno negli Stati Uniti d'America il ritmo vertiginoso di un mercato da « un miliardo di dollari » superando come giro d'affari il mercato del « bianco-nero ». Un vero e proprio « boom » al quale l'industria americana non è attualmente in grado di far fronte soprattutto per quanto riguada le crescenti richieste, di tubi catodici tricromici necessari nei televisori a colori. A. B.

dott. ing. Antonio Longhi

Ricevitori di TV VHF a doppia conversione*

Questo articolo descrive un apparecchio che elimina il costo dei mezzi di accordo dei ricevitori televisivi. Esso lavora con una doppia conversione, analogamente al convertitore supplementare al tempo in cui venne introdotta la banda UHF. Allora si convertiva con un oscillatore accordabile la banda UHF in una frequenza fissa della parte VHF. Nell'apparecchio qui descritto la banda VHF viene convertita, con un oscillatore fisso, nella banda UHF e sintonizzata col selettore UHF. Il modello si trova nel laboratorio di ricerca della Standard Elektrik Lorenz AG; l'apparecchio non è ancora disponibile come ricevitore di serie.

Già da un certo tempo è noto un apparecchio per la ricezione delle trasmissioni di televisione, il quale impiega, per i canali VHF, invece della comune semplice trasposizione alla frequenza intermedia, una doppia trasposizione.

Questo apparecchio è basato sulla seguente considerazione: una parte considerevole del costo dei sintonizzatori VHF è imputabile alla necessità di ricevere tutti gli 11 canali VHF. Tuttavia ne vengono in generale usati in pratica solo uno o due.

I rimanenti canali hanno, per tutta la durata di vita del selettore, una funzione di far corona al mandrino. Tuttavia non si può semplicemente asportare i canali non usati, per esempio in un selettore a tamburo, perchè in fabbrica non si sa dove l'apparecchio sarà usato più tardi.

Parimenti coi selettori a sintonia continua il costo degli organi di sintonia è considerevole. Inoltre si devono considerare, oltre il costo dei materiali, anche i tempi di lavorazione per la taratura e il collaudo. Dall'avvento del campo delle UHF, perciò non si è mancato di ridurre questa spesa, in quanto un organo di sintonizzazione per tutti i campi di ricezione viene impiegato ogni volta. A ciò si deve una possibilità per la doppia conversione qui descritta. Con questo sistema tutti i canali VHF vengono trasportati a larga banda nel campo UHF e sintonizzati col selettore UHF. Il selettore di canali VHF scompare. La figura 1 rappresenta lo schema a blocchi. Prima della trattazione delle particolarità del circuito, vengono qui appresso utilmente messe in rilievo le proprietà riposanti, sul principio de convertitore.

Per aumentare l'amplificazione, per diminuire la rumorosità e per sopprimere la irradiazione dell'oscillatore, viene sempre impiegato un prestadio a RF prima dello stadio mescolatore. Tale preamplificatore deve amplificare le bande televisive I e III (47 ÷ 68 MHz, rispettivamente 174 ÷ 230 MHz) nella loro intera larghezza. Ciò è appena possibile coi tubi elettronici, mentre coi transistori non presenta gravi difficoltà. Perciò viene qui preso in considerazione per un convertitore UHF solo un equipaggiamento a transistori. Qui si dimostra di nuovo che il transistore, con le sue resistenze di entrata e di uscita relativamente piccole, è l'amplificatore « nato » a larga banda.

Per la tecnica circuitale si può indicare questa notevole differenza fra tubi e transistori secondo la regola seguente: per aumentare la larghezza di banda con gli amplificatori a tubi, devono essere poste in parallelo ai circuiti accordati, resistenze capaci di dissipare potenza. Per contro con gli amplificatori a transistori si usa solo il circuito stabilmente accoppiato al transistore. Il circuito viene smorzato poi dalla resistenza interna o di entrata del transistore senza ulteriori perdite di potenza.

Cogli amplificatori a larga banda a transistori si possono ottenere le stesse caratteristiche di rumorosità che si hanno coi comuni sintonizzatori VHF. L'amplificazione, a motivo del circuito a catena, è anche più adatta al sintonizzatore UHF. L'unico inconveniente notevole del convertitore VHF, scom-

(*) Rielaborato da Hein, H., VHF-Fernsehempfang mit Doppelumsetzung, *Funkschau*, ottobre 1964, pag. 533.

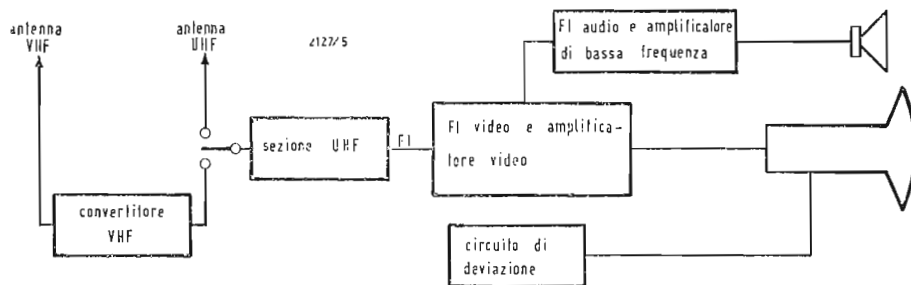



Fig. 1 - Schema a blocchi di un ricevitore televisivo con convertitori VHF.

pare col principio della doppia mescolazione. Due oscillatori e due frequenze intermedie (la prima frequenza intermedia è la frequenza di entrata del gruppo UHF) funzionano come ricevitori supplementari. In condizioni di allocazione di frequenza sfavorevoli e con intensità di campo disturbante sufficientemente grandi, essi possono ingenerare distorsioni di immagine. Studi sulla ricezione hanno però dimostrato che tali distorsioni intervengono solo raramente e inoltre generalmente possono essere eliminate mediante rotazione dell'antenna.

1. - POSSIBILITÀ DEL CIRCUITO

Secondo queste considerazioni il convertitore consta di un prestadio RF e di uno stadio mescolatore. Lo stadio miscelatore non viene in generale costruito come autooscillante, per cui occorre anche come terzo stadio un oscillatore. Variazioni circuitali possono sorgere a motivo delle svariate posizioni del commutatore selettore. Specialmente importante diviene qui il passaggio dalla banda I alla banda III.

Nel caso più semplice il convertitore può essere costruito senza commutatore di gamma, del tutto. Questa soluzione risulta da queste considerazioni: la frequenza d'uscita deve essere uguale alla somma della frequenza di entrata (VHF) e della frequenza dell'oscillatore del convertitore, per non alterare la relazione fra la portante audio e la portante video. Per trasporre la banda I (47 ÷ 88 MHz) all'inizio della banda IV e V (470 ÷ 860 MHz), la frequenza dell'oscillatore deve essere:

$f_{osc} = 470 - 47 = 423$ MHz.

La banda I VHF trasportata nella banda IV/V, si estende da 470 a 491 MHz. Con la stessa frequenza dell'oscillatore del convertitore, la banda III VHF trasferita diviene:

$f_A = 423 + 174 = 597$ MHz
$f_E = 423 + 230 = 653$ MHz.

Tutte le frequenze VHF vengono così convertite nel campo da 470 a 653 MHz e cadono ora sulla banda di accordo del selettore UHF. Con ciò il circuito di ingresso fra l'antenna e lo stadio preamplificatore RF del convertitore, deve far passare tanto la banda I, quanto la banda III. In altri termini si potrebbe anche dire che il circuito di entrata deve trasformare per entrambe le bande VHF la resistenza di entrata del prestadio VHF nella resistenza desiderata di antenna (generalmente 60 Ω). Ciò è possibile senza gravi difficoltà. Fra il prestadio e lo stadio mescolatore è disposto un quadripolo, che trasmette le bande I e III ed esclude tutte le altre frequenze. Un simile quadripolo è la cosa più difficile da realizzare, ma è possibile. L'oscillatore è molto semplice, perchè deve oscillare su una sola frequenza. Qui si potrebbe pensare ad uno stadio mescolatore autooscillante.

L'uscita dello stadio mescolatore deve far passare i segnali VHF trasportati nella banda UHF, cioè le frequenze da 470 a 491 MHz e da 597 a 653 MHz.

In un selettore integrato VHF UHF si può anche sfruttare lo stadio preamplificatore UHF come stadio convertitore. Esso lavora così col normale filtro di banda, che è compreso nel selettore UHF. Nel caso di uno stadio nella ricezione delle VHF l'amplificazione totale è naturalmente minore, ma a motivo della riserva di amplificazione esistente, ciò è generalmente accettabile.

Questo apparecchio senza commutatore delle bande VHF è certamente molto economico, ma ha due inconvenienti: primo, la selettività lascia alquanto a desiderare e secondo, fra le due bande VHF trasportate esiste una lacuna (da 491 a 597 MHz). Ciò rende difficoltoso il ritrovamento del trasmettitore e dà alla scala dei canali un aspetto sgradevole. Questi difetti vengono eliminati nell'apparecchio che viene descritto qui di seguito. Esso contiene un selettore VHF ed è perciò alquanto più costoso. La fig. 2 mostra lo schema a blocchi di questo apparecchio costruito come campione di laboratorio.

L'entrata è anche qui a larga banda e costituita senza commutatore per le bande I e III. Fra lo stadio preamplificatore e lo stadio mescolatore vi è ora

un filtro di banda a due circuiti commutabile. Esso trasmette solo o l'una o l'altra banda VHF e blocca tutte le altre frequenze. La frequenza dell'oscillatore viene parimenti commutata.

Le frequenze sono state stabilite in modo che le bande VHF trasferite giacciono direttamente consecutive sulla scala.

Il circuito di uscita del mescolatore ha potuto essere fatto fisso: la banda di frequenza da trasmettere va da 470 a 547 MHz. Lo schema generale dato in fig. 3 presenta in entrata un traslatore simmetrico, che lavora sopra una cellula a π di adattamento. Il filtro di banda a due circuiti fra gli stadi preamplificatore e mescolatore è riferito a massa, e precisamente capacitivamente nella banda I, induttivamente nella banda III. L'oscillatore lavora con reazione capacitiva. La tensione dell'oscillatore viene prelevata mediante un condensatore di 0,6 pF e applicata all'emettitore dello stadio mescolatore.

Tanto il circuito accordato dell'oscillatore quanto quello di uscita del mescolatore sono costituiti da linee risonanti.

Questo circuito è ancora suscettibile di modifiche. Anzitutto anche il filtro di entrata per le due bande VHF potrebbe essere commutabile. Ciò migliorerebbe la selettività, ma occorrerebbero commutatori supplementari. Lo stadio mescolatore potrebbe anche lavorare sul filtro di banda RF del selettore UHF. Con ciò sarebbero necessari commutatori nel selettore UHF. Con questo sistema il prestadio del selettore UHF resterebbe inutilizzato o potrebbe essere montato come stadio convertitore-mescolatore. In questo caso però il convertitore ed il selettore UHF dovrebbero essere direttamente collegati tra loro, o essere meccanicamente riuniti.

2. - ALTRE POSSIBILITÀ DI RICEZIONE BASATE SUL PRINCIPIO DELLA DOPPIA CONVERSIONE

Interferenze potrebbero sorgere in vari modi. In generale risulterebbero da ciò, che la somma o la differenza di un multiplo intero di una frequenza f_s (frequenza interferente laterale) e della frequenza dell'oscillatore del convertitore f_{ou} sia uguale alla frequenza f_N di entrata VHF desiderata prestabilita, cioè quando sia:

$$nf_{ou} \pm mf_s = f_{ou} + f_N.$$

$f_{ou} + f_s$ è la frequenza utile trasportata, cioè la prima frequenza intermedia. Di importanza notevolmente minore e per lo più trascurabili sono le interferenze che si basano sulla combinazione con la frequenza immagine del selettore UHF e con le armoniche dell'oscillatore del selettore UHF. Importante invece è l'incidenza di un trasmettitore UHF, che lavori sulla prima frequenza intermedia, cioè il caso di $n = 0$ e di $m = 1$. La soppressione di questa interferenza dipende molto dalla costruzione.

Secondo la tecnica delle misure, le interferenze si possono rivelare con due trasmettitori. Infatti uno dei trasmettitori rappresenta l'emettitore di lavoro desiderato, e il secondo l'interferente. Per ogni frequenza del trasmettitore desiderato si ha un altro spettro d'interferenza alla ricezione. Con un trasmettitore disturbante sufficientemente forte si ha un'intera serie di ricezioni di interferenze. Per ottenere una casistica prossimamente pratica di tutte le posizioni di ricezione, non basta la loro semplice registrazione. È assai più utile un'analisi e la corrispondente valutazione. Come questa valutazione di uno spettro disturbante possa effettuarsi in modo pratico, viene spiegato con un esempio. Si dispone contemporanea-

Fig. 2 - Schema a blocchi del convertitore VHF; commutatori in posizione per la ricezione della banda III.

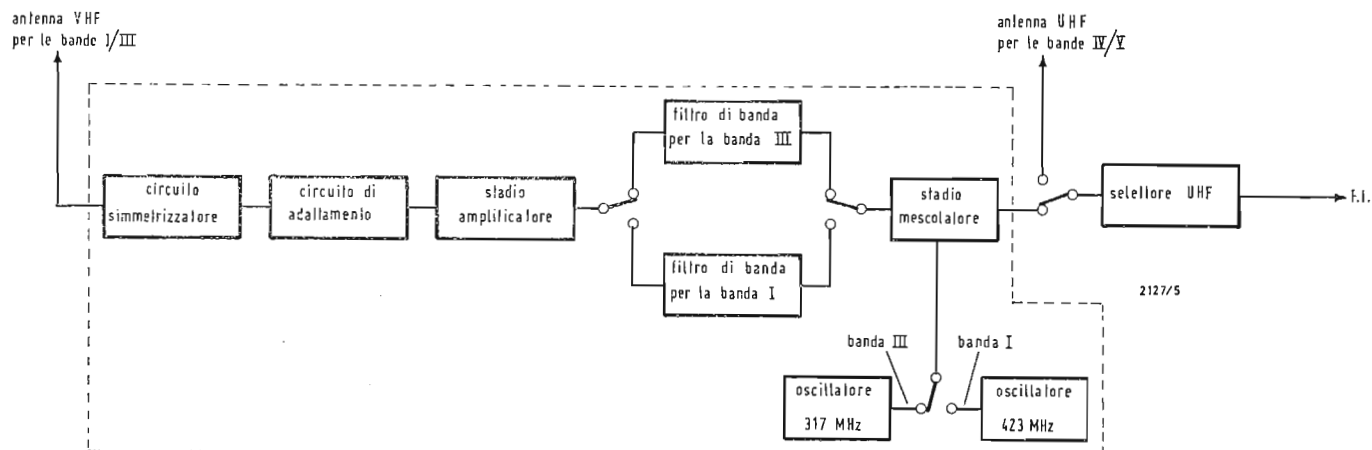
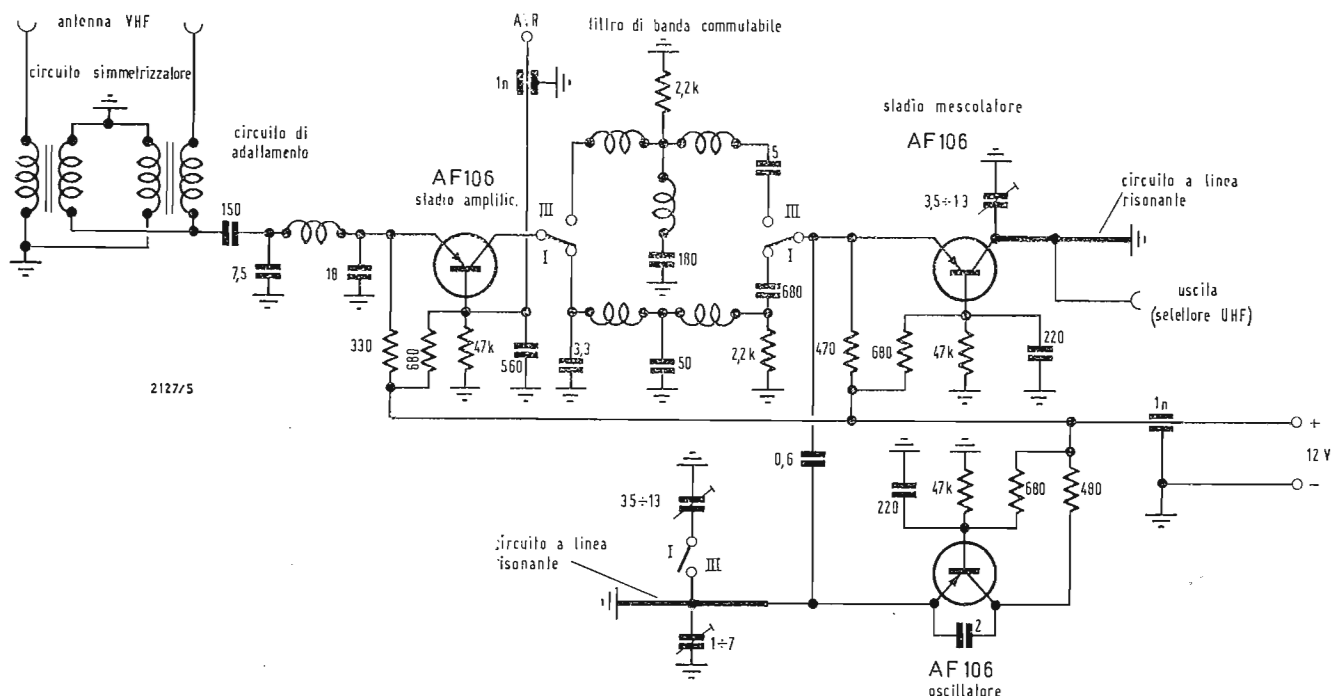



Fig. 3 - Schema di un convertitore VHF nell'esecuzione del campione di laboratorio.

mente di un preciso quadro del numero, dell'intensità e della resa delle interferenze incidenti. A base della misura c'è un convertitore del tipo di figura 3, cioè una variante provvista di mezzi per avere una selettività media. Come trasmettitore desiderato si sceglie il canale 6 televisivo (182,25 MHz) Con un oscillatore del convertitore sulla frequenza di 317 MHz, si forma la prima frequenza intermedia e così la frequenza di entrata del gruppo UHF, di $f_{z1} = 182{,}25 + 317 = 499{,}25$ MHz.

La tensione del segnale utile all'entrata del convertitore (60 Ω) è di 150 μV. Con questa tensione di entrata si possono captare, secondo la tecnica vigente, facilmente più vaste gamme del rapporto di disturbo.

Seguendo le prescrizioni del C.C.I.R. (Documento 564, Londra 1953) il rapporto segnale/disturbo necessario è di 45 dB, nel caso più sfavorevole (minimo rapporto di frequenza dei trasmettitori desiderato/disturbante). La fig. 4 mostra lo spettro di interferenze così misurato nel campo 30 ÷ 280 MHz. Ogni linea spettrale corrisponde ad una interferenza. Qui la lunghezza delle linee è tanto più grande, quanto più facile è la ricezione. La lunghezza è dunque proporzionale alla « pericolosità ».

Se, per esempio, una linea spettrale termina a 10 dB sotto la linea 0 dB (= 150 μV), allora un disturbatore su quella frequenza deve essere 10 dB più intenso, rispetto al trasmettitore desiderato, per avere un rapporto segnale/disturbo di 45 dB.

Una considerazione superficiale della fig. 4 fornisce subito un'impressione alquanto scoraggiante. Ma in pratica i rapporti sono essenzialmente più favorevoli di quelli forniti dalle misure riportate in questa figura. Come disturbatori vengono in causa quasi solo altri trasmettitori di TV. I radiotrasmettitori, nella banda II delle VHF, possono venire facilmente e sufficientemente attenuati con un circuito di arresto all'entrata.

I trasmettitori radio a MA, con le loro frequenze basse, da una parte, vengono ricevuti solo debolmente dall'antenna e, d'altra parte, possono essere esclusi facilmente per il fatto che si dà al circuito di entrata un'elevata proprietà di selettività, per es., mettendo in serie un piccolo condensatore all'entrata di antenna. Se in fig. 4 si considerano ora solo le interferenze giacenti nelle bande televisive, si retringe subito notevolmente il loro numero. Ma così facendo, diviene necessaria anche un'ulteriore correzione. Poichè la maggior parte dell'energia del segnale televisivo sta nell'interno delle portanti video e audio, solo queste frequenze portanti devono essere considerate.

In accordo con le prescrizioni del C.C.I.R. si può in molti casi far conto di un rapporto di protezione minore di 45 dB, poichè le interferenze hanno quasi sempre una certa distanza in frequenza dalle frequenze portanti dei trasmettitori televisivi.

La fig. 5 fa vedere come si modifica, con questa correzione, lo spettro delle

interferenze. Le linee spettrali non univocamente interpretabili furono qui solo un poco accorciate, come sarebbe possibile nel caso più sfavorevole. Nel fare le correzioni con le portanti audio, la minor potenza audio fu considerata corrispondentemente alle norme televisive, in modo che tutti i rapporti segnale/disturbo si riferiscono unicamente all'ampiezza video. Lo spettro corretto delle interferenze fornisce così una rappresentazione in certo qual modo vicina alla pratica dei disturbi da attendersi attraverso gli indesiderati prodotti di mescolazione. Studi di ricezione poterono confermare ciò.

3. - ORGANI DI COMANDO PER UN RICEVITORE DI TV CON CONVERTITORE VHF

Gli organi di comando per la sintonia VHF ed UHF consistono nel caso più semplice in un commutatore di banda e in un bottone di sintonia dei canali. Quest'ultimo aziona l'organo di sintonia del selettore UHF. Secondo il grado di comodità di uso ammissibile per il ricevitore si può facilitare la manovra con una spesa supplementare. È raccomandabile, per evitare inconvenienti, disinserire il convertitore (o anche il selettore UHF) entro alla banda « morta » col ricevitore disposto in VHF.

Un vantaggio dell'apparecchio convertitore consiste nel fatto che ogni mezzo d'uso per la regolazione sulla trasmissione UHF diventa contemporaneamente attivo nella banda VHF, per es., la sintonia fine automatica UHF, pulsanti delle stazioni e dispositivi di ricerca delle stazioni. Specialmente vantaggiosi per un ricevitore di TV con un simile convertitore di VHF sono i tasti delle stazioni. Con esso viene meno l'eventuale sintonizzazione su un segnale interferente, dato l'accordo più preciso fatto una sola volta, poichè il tasto di stazione sostituisce essenzialmente i regolatori manuali. Oltre a ciò la parte meccanica della tastiera deve agire solo sopra un organo di sintonia.

4. - BIBLIOGRAFIA

H. Hein, *Trasposizione duplice come nuovo mezzo per la ricezione di trasmissioni televisive nella banda VHF*, NTZ16 (1963), Fascicolo 8, pag. 317 ÷ 320. **A**

Fig. 4 - Spettro di interferenze misurato col metodo dei due trasmettitori per un rapporto segnale/disturbo di 45 dB, senza alcuna correzione, canale 8; f = 182,25 MHz; f_n = 182,25 + + 317 = 499,25 MHz; rapporto segnale/disturbo al rivelatore video — 45 dB; segnale desiderato 150 μV (su 60 Ω) = riferimento 0 dB.

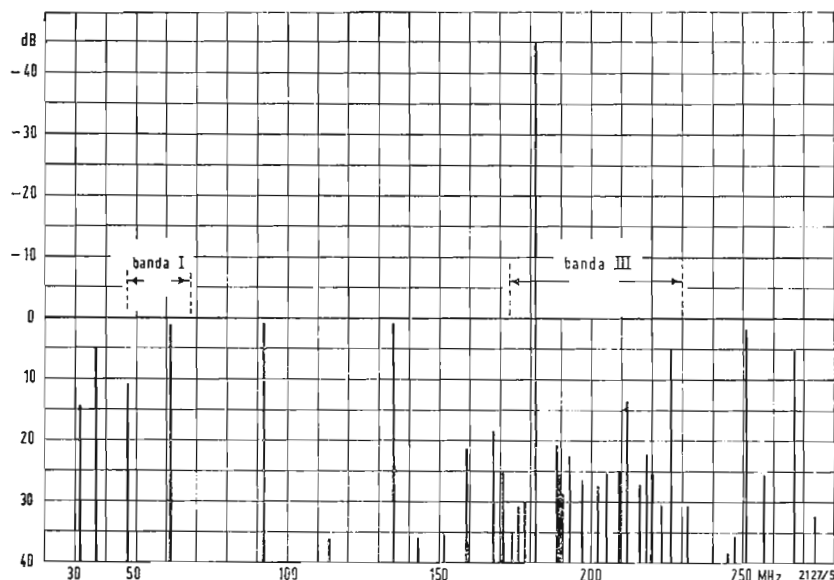
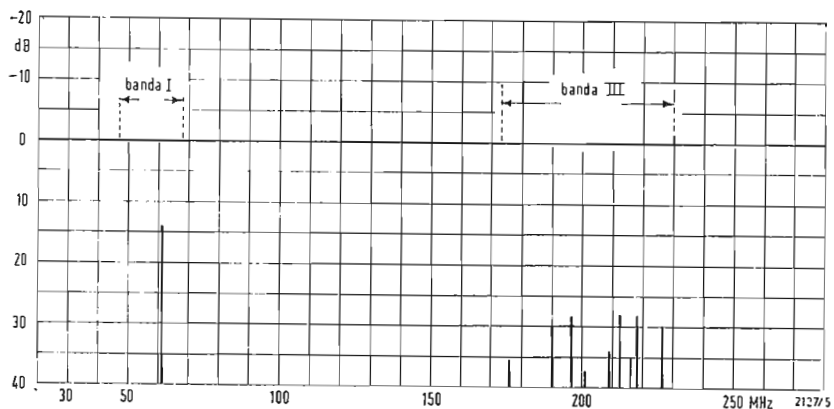



Fig. 5 - Spettro d'interferenze di fig. 4 corretto.

dott. G. C. Baroni

Rettificazione a valore medio mediante circuiti a transistori con alimentazione a batteria*

Viene descritto un circuito di rettificazione a valore medio per il campo di frequenze compreso tra 100 Hz fino ad 1 MHz. Il grado dell'errore di linearità per variazione della temperatura ambiente da T = — 20°C a + 50°C è minore di ± 1,5 per mille del valore di fondoscala. L'alta resistenza necessaria della sorgente di corrente alternata si ottiene mediante l'impedenza interna di un transistore in connessione emitter comune, funzionante come un circuito attivo a reattanza con le caratteristiche di un induttore a larga banda.

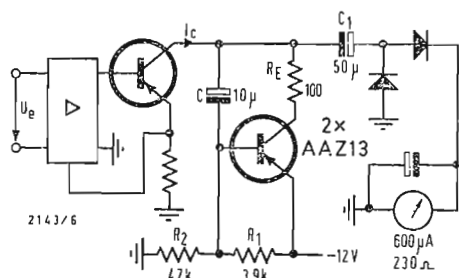



Fig. 1 — Circuito usato del rettificatore.

NEGLI APPARECCHI a transistore con alimentazione a batteria, ad esempio nei misuratori di livello a frequenza della portante, vengono di frequente usati per l'indicazione rettificatori a valore medio. Pertanto dopo la rettificazione viene misurato il valore medio aritmetico di una tensione o di una corrente alternata. Con il circuito di rettificazione a valore medio si ottiene una buona linearità dell'indicazione. La dipendenza dell'indicazione dalla forma della curva è scarsa rispetto a quella che si verifica con un rettificatore a valore di picco, nel quale abitualmente la misurazione è data in valori efficaci per forme d'onda d'ingresso sinusoidali.

Per ottenere la sensibilità necessaria ed il disaccoppiamento, diventa necessario un preamplificatore prima del circuito di rettificazione nella maggioranza dei casi.

L'errore di linearità del circuito rettificatore e la dipendenza dalla temperatura sono tanto più scarsi, quanto più grande è la resistenza interna di questa sorgente di corrente alternata e quanto più grande è la corrente alternata e pertanto la corrente raddrizzata del circuito. La corrente rettificata deve poter raggiungere almeno qualche centinaio di µA, in modo che si possa utilizzare uno strumento sufficientemente robusto, che soddisfi alla condizione meccanica di poter essere impiegato sia negli apparecchi leggeri trasportabili sia in quelli pesanti di laboratorio. Nella misurazione di livello con transistore mediante rettificazione a valore medio a larga banda, il problema principale è quello di rendere sufficientemente grande la resistenza interna della sorgente di corrente che alimenta il circuito di rettificazione nel campo di frequenza richiesto.

1. - I CIRCUITI USATI

Qui di seguito vengono citati brevemente i circuiti, che abitualmente sono usati come generatori di corrente con alta impedenza interna:

1.1. - Transistore in connessione emitter o base comune con alta resistenza di lavoro

a) Circuito oscillante parallelo come resistenza dinamica. Il circuito può essere usato soltanto per una frequenza fissa, ad esempio per la rettificazione della frequenza intermedia in un misuratore di livello.

b) Resistenza ohmica come resistenza di funzionamento. La resistenza risulta definita dalla tensione di batteria disponibile e dalla corrente di riposo richiesta. Con una tensione di batteria limitata la resistenza non può essere scelta abbastanza grande.

c) Induttanza a larga banda come resistenza di funzionamento. Per un campo di frequenza esteso, come quello che ha per limiti 100 Hz ed 1 MHz, risulta difficile raggiungere una resistenza dinamica di 20 kΩ. Induttanze simili, qualora fossero costruite, sarebbero difficili e costose. Una trasfor-

(*) Tradotto da un articolo di BAYER, H., Mittelwertgleichrichtung in batteriegespeisten Transistorschaltungen, *Radio Mentor*, gennaio 1965, pag. 41.

mazione a larga banda della resistenza interna con un trasformatore è altrettanto severa.

1.2. - Amplificatore con controreazione di corrente

La corrente alternata, che fluisce nel circuito di rettificazione, viene ricondotta all'ingresso dell'amplificatore per una reazione negativa. Pertanto la resistenza interna viene elevata secondo il grado di reazione negativa. Quando si vuole raggiungere un grado alto di reazione negativa, valevole per una banda estesa, si manifestano difficoltà di stabilizzazione.

2. - IL CIRCUITO USATO

Con un circuito di rettificazione, funzionante nel campo di frequenza 100 Hz... 1 MHz, la resistenza interna richiesta del generatore di tensione non poteva essere ottenuta facilmente con i circuiti ordinari. Pertanto fu usato come resistenza di funzionamento un transistore in connessione emitter comune, producente un circuito a reattanza attivo. L'effetto del circuito è uguale a quello di un induttore a larga banda. Si può produrre quasi qualsiasi valore di induttanza, a bassa capacità in parallelo, in maniera semplice (fig. 1). Il transistore inferiore fornisce la corrente I_c d'immissione. Il transistore superiore, fornente la resistenza di funzionamento, è ad alta impedenza; perciò quasi tutta la corrente alternata I_c fluisce nel circuito di rettificazione. L'impedenza del transistore superiore viene calcolata secondo la fig. 2. R rappresenta il collegamento in parallelo di R_1 e di R_2. S è la pendenza del transistore; essa viene assunta reale nel campo di frequenza in gioco. Per il dimensionamento pratico del circuito si possono ritenere come trascurabile la reazione e la corrente di base, in quanto esse sono d'entità scarsa. Inoltre sia

$$\frac{1}{\omega C} < R$$

Fig. 2 - Impedenza di carico del circuito.

Con queste semplificazioni la conduttanza del circuito secondo la fig. 2 è data dalla seguente espressione:

$$G = \frac{1}{U} = \frac{1}{R} + \frac{I_c}{U} \qquad (1)$$

Per la corrente di collettore I_c vale la formula

$$I_c = S\,U_{EB} = S\,\frac{U}{R}\cdot\frac{1}{j\,\omega\,C} - S\,R_E\,I_c$$

Pertanto risulta

$$I_c = \frac{S\,U}{j\,\omega\,C\,R\,(1 + S\,R_E)} \qquad (2)$$

Sostituendo l'espressione (2) nell'espressione (1) si ottiene

$$G = \frac{1}{R} + \frac{S}{j\,\omega\,C\,R\,(1 + S\,R_E)} \qquad (3)$$

L'espressione per la conduttanza G, secondo l'equazione (3) rappresenta la dipendenza dalla frequenza del circuito equivalente (fig. 3). Per le alte frequenze dovrebbe essere aggiunta anche una capacità in parallelo, dipendente dal transistore usato. Fino ad 1 MHz essa non è tuttavia importante per il funzionamento del circuito. Con i valori $R = 20$ kΩ, $S = 80$ mA/V, $C = 10$ μF, $R_E = 100$ Ω si ottiene un valore d'induttanza effettiva di $L = 22{,}5$ H.

3. - VALORE DELLE MISURAZIONI DEL CIRCUITO

L'errore di risposta in frequenza del circuito di figura 1 è minore dell'1% tra 100 Hz ed 1 MHz. L'errore di linearità si può vedere dalla figura 4 e dalla figura 5. La figura 4 mostra la deviazione della corrente raddrizzata e pertanto dell'indicazione dello strumento dall'andamento lineare con coppie di diodi differenti, scelte fino ai valori estremi. L'errore di linearità di una coppia media di diodi viene tenuto in conto nella taratura dello strumento. La dispersione rimanente, dipendente dai vari tipi di coppie di diodi, è più piccola del ± 0,15% del valore di

Fig. 4 - Dispersione dell'errore di linearità L, in funzione della deflessione A dello strumento.

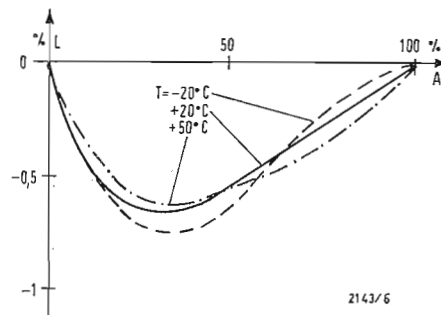



Fig. 5 – Dipendenza della temperatura dell'errore di linearità L, in funzione della deflessione A dello strumento.

Fig. 3 - Schema del circuito equivalente dell'impedenza di carico.

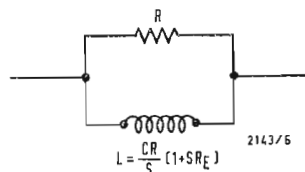
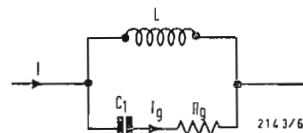



Fig. 6 - Circuito equivalente per calcolare l'accentuazione alle basse frequenze.

scala. La figura 5 mostra l'influenza della temperatura sull'errore di linearità nell'intervallo — 20°C fino a + 50°C.
La dipendenza della temperatura è anch'essa più piccola del ± 0,15% del valore di fondo scala.
L'errore di linearità delle indicazioni dello strumento, causato dalle variazioni delle caratteristiche e dalle variazioni della temperatura nell'intervallo da — 20°C a + 50°C, è più piccolo di ± 0,3% del valore finale di fondo scala.

4. - LIMITI IN FREQUENZA DEL CIRCUITO

Alle basse frequenze si manifesta la risonanza del circuito di reattanza con il condensatore di accoppiamento C_1 (fig. 1). Ne risulta un'elevazione che può essere calcolata dalla figura 6. I_g è la corrente alternata attraverso il circuito del rettificatore. Alle frequenze intermedie si ha $I_g = I$. Pertanto R_g è approssimativamente la resistenza di ingresso del circuito di rettificazione.
Nel campo di frequenza in cui è

$$R_g < \frac{1}{\omega C_1} \quad \text{e} \quad \frac{1/\omega C_1}{\omega L} < 0,1$$

quindi fino a qualche per cento di elevazione, è valida l'equazione approssimata

$$\left(\frac{I_g}{I}\right) \approx 1 + \frac{1}{\omega^2 L C_1}$$

Con i valori dati per L e C_1 si calcola pertanto un errore dovuto alla frequenza di 1% a circa 50 Hz.
Il limite di frequenza superiore viene definito da un lato dalle capacità distribuite e di derivazione del transistore, dall'altro lato mediante il circuito del rettificatore. Le capacità derivate dipendono dalla costruzione e dal transistore usato; il loro influsso si può calcolare facilmente. L'influsso del circuito del rettificatore sarà illustrato dalla lunga osservazione seguente.
Poichè la resistenza interna della sorgente di corrente alternata è alta, essa influenza soltanto l'interdizione dei diodi. Si assuma, che durante la fase di interdizione di un diodo venga scaricata la carica complessiva di accumulazione Q_{sp}. Sia Q_o la carica trasportata durante la fase di apertura di un diodo, $\hat{\imath}$ il valore di picco della corrente alternata fluente nel circuito del rettificatore e f la frequenza. La retrocessione dell'indice è pertanto:

$$\frac{\Delta \alpha}{\alpha_o} \sim \frac{Q_{sp}}{Q_o} \sim \frac{\pi F}{\hat{\imath}} \cdot Q_{sp}$$

Con il valore $\hat{\imath} = 1,9$ mA

$$\frac{\Delta \alpha}{\alpha_o} = 0,01 \qquad Q_{sp} = 3 \cdot 10^{-12} \text{ As}$$

si verifica una retrocessione dell'indice dell'1% per una frequenza di circa 2 MHz.
Con il circuito descritto, si possono costruire circuiti di rettificazione a valore medio a larga banda con buona linearità e con scarsa dipendenza dalla temperatura. I limiti di frequenza, entro i quali il circuito può essere usato favorevolmente, si estendono approssimativamente da 1 Hz fino a pochi megahertz. *A*

In copertina: « *Felici vacanze con Mini Talk* » *un apparecchio tele-radio che consente di gustare meglio la vacanza al mare, ai monti. Ma anche giornalmente, percorrendo l'autostrada, andando o tornando a casa, la compagnia di una radio è gradita. Mini Talk è la grande novità dell'anno.*

Il videoregistratore sulle navi belghe

Sulla motonave Montalto della Compagnia Marittima Belga è stato installato in via sperimentale un sistema di TV a circuito chiuso collegato ad un videoregistratore PHILIPS.
L'interesse di questo esperimento è duplice. Da un lato l'impianto televisivo a circuito chiuso permetterà di controllare meglio dal ponte di comando alcuni momenti particolarmente difficili durante le manovre di accesso al porto, attracco, ecc.
Contemporaneamente le immagini saranno registrate dal videorecorder che, a somiglianza di quanto già avviene nell'aviazione civile dove un apposito strumento registra tutte le fasi del volo, avranno valore probante nel caso di eventuali incidenti.
Se l'esperimento si rivelerà positivo è probabile che la Compagnia di navigazione belga prenderà la decisione d'equipaggiare tutte le proprie navi di linea con un impianto del genere. (*ph. s. s.*)

Tv a circuito chiuso per la borsa di Parigi

La SOCIETÀ ELETTROACUSTICA PHILIPS (Francia) ha installato alla Borsa di Parigi un sistema di televisione a circuito chiuso.
Grazie a questo impianto gli agenti di cambio possono seguire i corsi che appaiono sul tabellone, senza dover abbandonare i rispettivi « box ».
Dato che il tabellone in questione era troppo grande ed era impossibile sistemare la telecamera in modo che potesse inquadrarlo tutto, invece di una sono state installate due telecamere ognuna delle quali riprende metà del tabellone.
Mescolando elettronicamente i segnali delle due telecamere si è ottenuto un solo segnale che dà l'immagine dell'intero tabellone su uno schermo televisivo.
A questa rete televisiva a circuito chiuso sono stati collegati 90 boxes di operatori. (*ph. s. s.*)

dott. ing. P. Rosti

Radiatore acustico di caratteristiche brillanti*

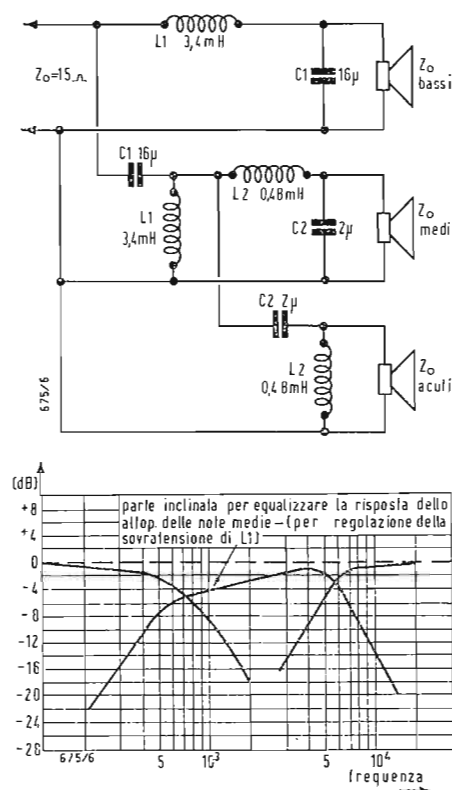



Fig. 1 - Filtro a semicellule tipo parallelo a tre vie.

Il contenitore che qui presentiamo rappresenta una buona sintesi di vari studi effettuati da M. Vaissaire della Audiotecnic per ottenere una buona qualità di ascolto in una sala di soggiorno mediante un cassonetto di ridotte dimensioni (seguendo la tendenza generale) e contemporaneamente a un prezzo accessibile. È noto che l'ingombro dei cassonetti acustici, da una parte necessario per la buona riproduzione dei toni bassi, ha costituito d'altra parte un ostacolo non indifferente alla diffusione dell'alta fedeltà. D'altronde si rende del tutto necessario avere a disposizione una sorgente sonora di buona fedeltà, ma di dimensioni più piccole possibili, dato la relativamente piccola cubatura delle sale di soggiorno moderne. La riduzione delle dimensioni di un cassonetto chiuso, generalmente, porta a una perdita delle basse frequenze specialmente se non si tiene conto di un certo numero di principi nuovi (non proprio rivoluzionari) fra i quali:

— scelta di una membrana di grande superficie avente una buona rigidità e con frequenza di risonanza molto bassa (spesso infrasonora);

— scelta di un materiale-supporto pesante e inerte, allo scopo di evitare le risonanze delle pareti;

— scelta di un altoparlante « brillante » (in genere munito di un conetto per gli acuti) o di un complesso a due o tre altoparlanti per meglio equalizzare la resa acustica su l'intera gamma di frequenze da riprodurre. Se vengono rispettate tutte e tre queste condizioni ci si può aspettare d'ottenere un apparecchio con una larga banda di risposta, simile a quella dei riproduttori più voluminosi e costosi, a un prezzo del tutto ragionevole. Come vedremo più avanti, la realizzazione di M. Vaissaire risponde esattamente a questi requisiti.

DESCRIZIONE

Si è ritenuto che la migliore scelta era quella relativa a tre altoparlanti in quanto, in un certo senso, questa è la soluzione più semplice che permette un impiego di altoparlanti meno costosi rispetto a quella di un solo altoparlante a banda di risposta molto larga. Questa soluzione d'altra parte consente una più facile equalizzazione della risposta stessa. In questo cassonetto sono stati impiegati altoparlanti di fabbricazione francese. L'altoparlante per i toni bassi è un ellittico di 21 × 32 cm, senz'altro uno dei migliori attualmente a disposizione dell'industria elettroacustica francese (è stato infatti impiegato dai laboratori della ORTF come monitore di studio e in tante applicazioni della ditta Princeps). In particolare le sospensioni e la membrana hanno subito dei trattamenti speciali: fioccaggio di tutta la membrana dopo impregnazione e poi smorzamento meccanico secondo un processo brevettato, descritto dallo stesso autore sul n. 127 di Revue du Son. Il fioccaggio anche parziale (talvolta limitato alle sole corrugazioni esterne) ha soprattutto lo scopo di smorzare le risonanze proprie della parte stampata che introducono irregolarità nella risposta dei toni medi e medio-bassi. Si può constatare infatti, per esempio attraverso un esame stroboscopico, che alcune parti della sospensione periferica vibrano a certe frequenze in opposizione di fase con la membrana propriamente detta. Il fioccaggio totale aumenta la rigidità del cono e abbassa la frequenza di risonanza, condizioni del tutto favorevoli per la riproduzione senza distorsioni delle basse frequenze. Nel presente cassonetto la riproduzione della gamma dai 700 ai 5000 Hz è stata affidata a un altoparlante di 17 cm con un campo molto elevato (15.000 Oe) con sospensione esterna in fibra sintetica. Lo stesso trattamento è stato applicato all'altoparlante degli acuti di 6,5 cm. La separazione è stata ottenuta nella maniera classica a mezzo di un filtro a tre vie con attenuazione di 12 dB/ottava disposto sul fondo del cassonetto e con regolazione a piacere (vedi fig. 1).

Le induttanze impiegate sono realizzate su un nucleo di ferro-silicio mentre i condensatori sono del tipo a carta metallizzata. È stata predisposta una regolazione di livello dei toni medi e acuti per tener conto dell'influenza del locale di ascolto sull'equilibrio tonale. Questa regolazione avviene in maniera molto semplice utilizzando due commutatori a tre vie comportanti una variazione di + 2 dB con inserzione facoltativa di attenuatori nella bobina L. Per quanto concerne la parte interna del cassonetto, ci preme segnalare in particolare due punti:

(*) *Revue du Son*, febbraio 1965, pag. 56.

— l'estrema rigidità delle pareti realizzate con Novopan da 22 mm a forte densità;

— il buon isolamento degli altoparlanti dei toni medio-acuti, situati nel comparto superiore ermeticamente chiuso.

Queste precauzioni contribuiscono alla assenza di colorazioni delle quali siamo stati letteralmente invasi all'inizio dell'era monofonica.

CARATTERISTICHE E RISULTATI D'ASCOLTO

I buoni risultati ottenuti dal lavoro coscienzioso di M. Vaissaire non possono essere meglio illustrati che con la curva di risposta rilevata in camera acustica (vedi fig. 3) dalla quale si può rilevare l'ottima linearità, degna dei migliori cassonetti in commercio, in particolare nello spettro « soggettivamente sensibile » dai 50 ai 1000 Hz. La curva dell'impedenza in funzione della frequenza, molto significativa per un cassonetto chiuso, mostra la bassa risonanza dello stesso cassonetto di cui non bisogna dimenticare il ridotto volume (50 cm^3 circa).

Grazie alle dimensioni della membrana dell'altoparlante dei toni bassi, la resa rimane costante al di sotto della risonanza fino a 45 Hz circa, cosa veramente notevole per volumi così piccoli. Una tale caratteristica era davvero difficilmente immaginabile prima di questi ultimi anni, a meno che si volessero usare casse acustiche di tipo bassreflex o a labirinto.

Questi risultati non sono sufficienti a qualificare in maniera definitiva il cassonetto qui descritto (sarebbe stato necessario eseguire misure di distorsione armonica, di direttività, di risposta ai transitori, ecc.) e allora abbiamo voluto eseguire delle prove di ascolto in un locale particolarmente adatto per la riproduzione musicale.

Mentre l'ascolto di brani orchestrali ci ha veramente sedotto, in particolare per la sensazione di grandezza dell'organo e del buon equilibrio dei vari strumenti, la riproduzione della parola invece non ha confermato il risultato della misura. D'altra parte è noto a tutti che questo tipo di prova è particolarmente difficile per apparecchi a più vie, in quanto gli sfasamenti elettrici e acustici non sono del tutto concentrati nelle zone di massima sensibilità dell'orecchio per una riproduzione fedele a regimi impulsivi. Così abbiamo messo il dito sulla piaga dei sistemi multilaterali per i quali si hanno opinioni del tutto discordi fra costruttori e audio-amatori, motivo per cui noi qui limiteremo la nostra critica secondo un'impressione acustica molto sintetica dicendo che esiste una certa povertà nella gamma dei toni medio-acuti che, per certi programmi, è largamente compensata dalla fedeltà alle basse frequenze, anche in un locale di piccole dimensioni. M. Vaissaire, perfettamente conscio di questo squilibrio, apprezzabile soltanto per alcuni segnali, sta preparando un apparecchio a due vie nel quale la riproduzione dei toni medio-acuti sarà affidata a un elemento orthophase. È probabile che la ditta Audiotecnic faccia qualche cosa di meglio, ma il prezzo evidentemente non sarà più quello del modello B65.

Per concludere, facciamo notare, come d'altronde ha fatto il costruttore nel suo depliant, il basso rendimento di questo radiatore acustico che ha bisogno di un livello di ingresso dai 5 ai 10 W per avere un livello d'ascolto medio. Consigliamo di impiegare un amplificatore da 25 W specialmente se questo cassonetto viene usato in locali di dimensioni relativamente grandi e se si vuole sfruttare l'eccellente tenuta dell'altoparlante dei toni bassi alle più basse frequenze.

Riportiamo qui sotto le caratteristiche commerciali del cassonetto:
Dimensioni: 65 × 30, 5 × 38 cm.
Peso: 22 chilogrammi.
Impedenza: 15 Ω.
Filtro a tre vie (separazione a 700 e a 5000 Hz) con livello degli altoparlanti dei toni medi e acuti regolabile (— 2, 0, + 2 dB); potenza massima istantanea ammissibile 25 W; posizione verticale o orizzontale (piedini in gomma smontabili); fase contrassegnata per impiego stereofonico.

A.

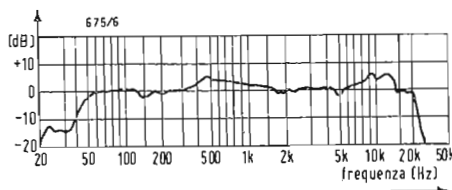



Fig. 2 — Risposta in camera acustica a un metro di distanza assiale.

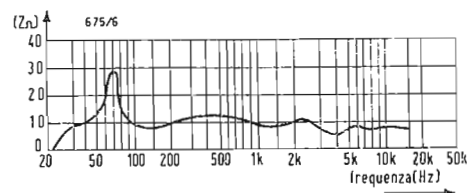
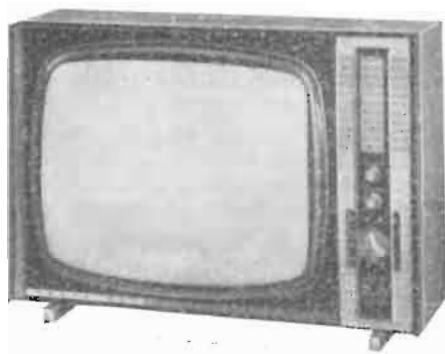



Fig. 3 — Curva impedenza/frequenza.

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Radio Allocchio Bacchini modelli 19M66 - 23M99 - 23M106

1. - PREMESSA

Tutte le case costruttrici nel presentare gli schemi relativi ai televisori di loro fabbricazione si riservano il diritto di apportare nel corso della costruzione di una stessa serie quelle modifiche, suggerite dalla pratica, atte a migliorare il rendimento dei circuiti progettati.

Questo è il motivo per cui frequentemente gli schemi elettrici messi in circolazione e relativi a un dato modello di televisore in qualche caso possono risultare leggermente differenti da quelle che sono le caratteristiche vere e proprie dell'apparecchio.

Naturalmente non si tratta di modifiche sostanziali dato che in tal caso il costruttore preferisce cambiare la sigla del modello, ma di leggere variazioni rispetto allo schema originale delle quali un buon tecnico in genere può rendersi conto a prima vista.

È ovvio che i costruttori mettono in commercio immediatamente lo schema corretto comunicando fra l'altro il numero di serie del primo televisore con il quale ha avuto inizio lo modifica in questione.

È il caso questo del televisore della Allocchio Bacchini 23 M106 il cui schema relativo alla prima serie (matricola 34.001, 37.000 e 40.001, 42.000) è stato dello stesso televisore pubblicato nello schemario TV n. XX e lo schema relativo la seconda serie oltre che nella rubrica archivio schemi di questo fascicolo, nel n. XXI dello stesso schemario (matricole 46.001, 47.000).

Le caratteristiche di questi televisori sono identiche. Ambedue usano un telaio TV020/E il primo, TV020/F il secondo, di tipo ribaltabile. Cinescopio da 23″ a 110° 30 funzioni di valvole, 18 valvole, 1 diodo al germanio e 2 raddrizzatori duplicatori al silicio. Gruppo sintonizzatore UHF a 2 Valvole e gruppo VHF con predisposizione meccanico brevettato. Suddivisione del telaio in sezioni premontate intercambiabili.

Prese di antenna VHF e UHF con impedenza di entrata a 300 Ω simmetrici. Alimentazione per reti ca a 125, 150, 220 V con possibilità di correzioni ± 15 V. Dimensioni 700 × 475 + 310 + 100 (di schienale).

2. - VALVOLE USATE

2.1. - Prima serie

Cinescopio mod. AW59/91 (23″ a 110°).
18 valvole: EC97, 6CG8, EC86, EC88, EF183, 3 x EF80, EABC80, PCL84, EL84, PL36, PY81, DY87, 6C4, 6EM5, ECH81, 12CG7.
2 diodi silicio raddrizzatori duplicatori OA210 (1S1696).

2.2. - Seconda serie

Schema valido anche per modelli 19 M66, 23 M99, 23 M106 (46.001, 47.000).
Cinescopi: AW 47/91 (19″ a 110°) AW 59/91 (23″ a 110°).
18 Valvole: EC97, 6CG8; EC88; EC86; EF183; 3 x EF80; EABC80; ECL84; EL84; EL36; EY81; DY87; 6C4; 6EM5; ECH81; 6CG7.
2 diodi al silicio raddrizzatori duplicatori OA210 (1S1696).
1 diodo al germanio OA70 (1G90).

3. - TARATURA

Per la taratura si dovranno seguire le solite norme più volte indicate, tenendo presente che tutte le frequenze di taratura per i vari circuiti sono indicate negli schemi elettrici. Lo stesso dicasi per le tensioni che si devono riscontrare nei vari punti del circuito tramite voltmetro da 20 000 ohm/V.

4 - PARTI DI RICAMBIO

Per questo modello di televisore il costruttore fornisce l'elenco delle parti di ricambio per le due serie riportando il numero di riferimento dello schema e il relativo numero di codice che è opportuno indicare per ricevere i componenti che interessano. *A.*

dott. ing. Antonio Nicolich

Amplificatore stereofonico 2 x 15 W*

Presentato in un mobile a leggio con impugnatura per il trasporto, questo amplificatore si distingue per le sue dimensioni ridotte, tenuto conto della potenza che può fornire. La sua riserva di potenza permette di farne sia un amplificatore di sonorizzazione (30 W in monofonia), sia un amplificatore domestico di classe alta fedeltà monofonico e stereofonico. Può essere usato con un fonorivelatore, o direttamente con un sintonizzatore MF.

1. - LO SCHEMA

È rappresentato in fig. 1. L'alimentazione comune ai due canali, usa un trasformatore il cui primario è previsto per tensioni di rete da 110 a 245 V, 50 Hz. Un condensatore a carta di 10 nF disaccoppia uno dei conduttori di rete. Al secondario del trasformatore si trova un avvolgimento di alta tensione, con presa centrale, di 2 × 300 V, 150 mA. Due avvolgimenti a 6,3 V vengono usati: il primo per i tubi dell'amplificatore, il secondo per il tubo raddrizzatore. Questi avvolgimenti di accensione sono collegati in serie e si prelevano ad un capo, per mezzo del diodo SFR150, le alternanze negative di 12,6 V. Questa tensione viene poi filtrata da una cellula composta di R_{11} (10 kΩ), C_9 (elettrolitico, 500 μF, 25 V), R_{12} (10 kΩ), R_{13} (100 kΩ) C_{10} (elettrolitico 500 μF, 25 V). I condensatori si caricano al valore di cresta e si ottiene così una tensione continua di — 14 V, necessaria per la polarizzazione dei tubi finali EL84.

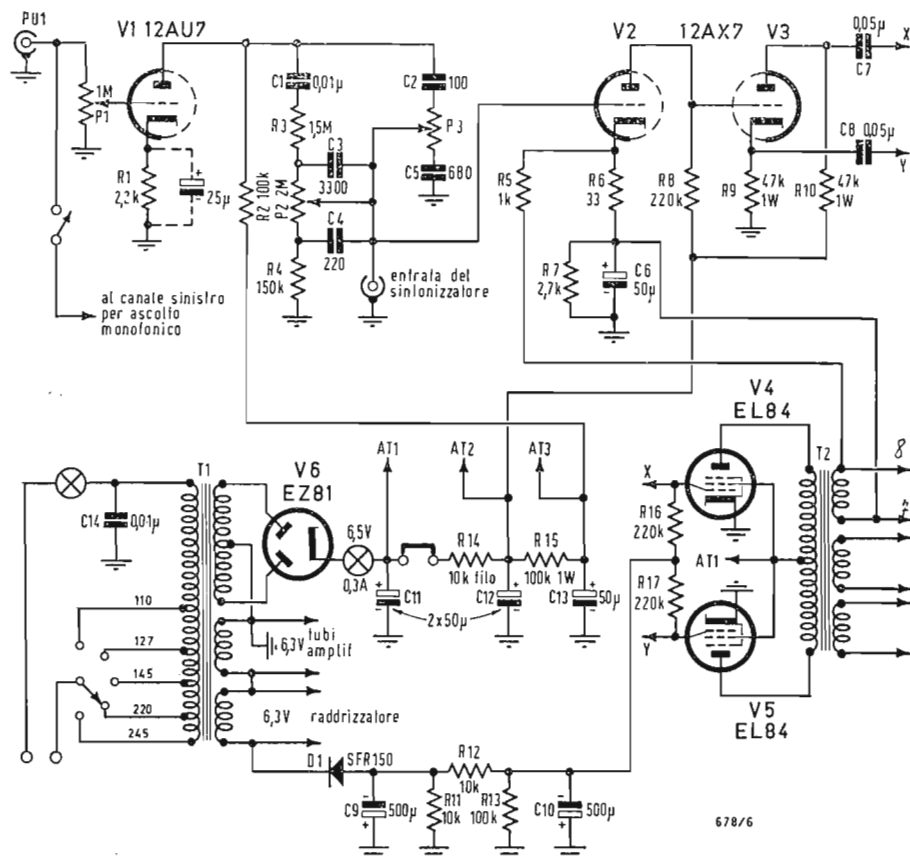



Fig. 1 - Schema di principio di uno dei canali e dell'alimentatore comune ai due canali.

(*) Le Haut-Parleur, febbraio 1965, pag. 100.

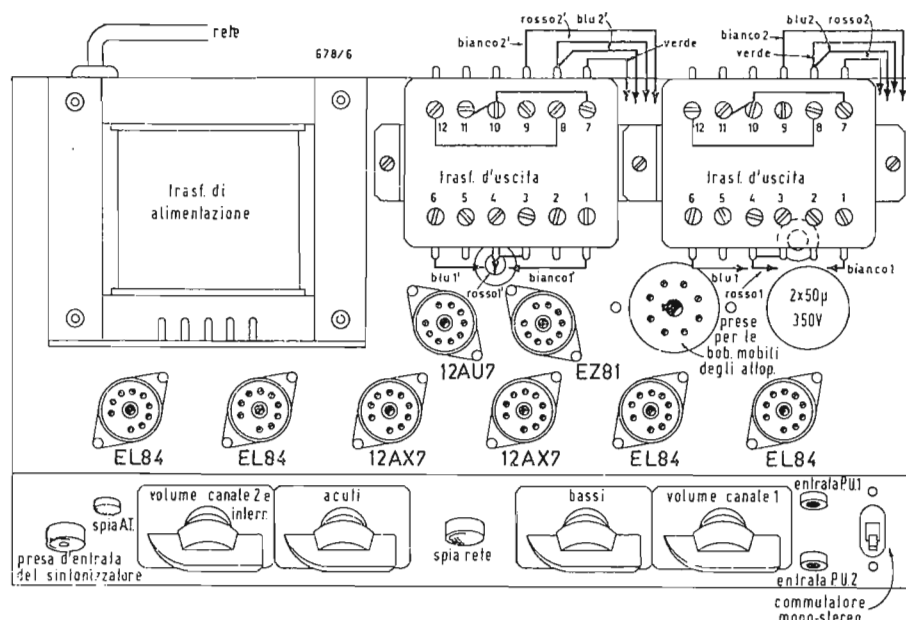



Fig. 2 - Filatura della parte superiore del telaio.

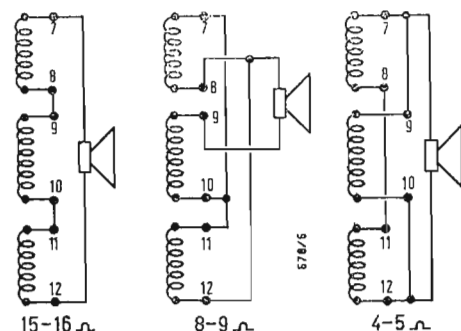



Fig. 3 - Collegamenti dei terminali dei secondari dei due trasformatori di uscita TU101 Audax per ottenere diverse impedenze di uscita.

Un tubo biplacca EZ81 raddrizza le due semionde di A.T., che vengono poi filtrate da due cellule a π successive comprendenti C_{11} e C_{12} (2 × 50 μF, 500 V elettrolitici), R_{14} (10 kΩ, 2 W a filo); R_{15} (100 kΩ, 1 W), C_{13} (50 μF, 350 V elettrolitico). Una lampadina spia di 6,5 V, 0,3 A è inserita nel circuito di catodo dell'EZ81: funziona da spia luminosa dell'A.T. e da fusibile. Nel circuito di A.T., un cavallotto, facente parte del connettore degli altoparlanti, toglie l'A.T. quando gli altoparlanti non sono collegati, ciò per evitare allo stadio in controfase finale di lavorare a vuoto in assenza degli altoparlanti. I diversi valori delle alte tensioni ad ogni cellula filtrante successiva, sono: AT_1 = 330 ÷ 350 V; AT_2 = 275 V; AT_3 = 80 V.

Essendo i due canali assolutamente identici; nello schema di fig. 1 ne è rappresentato uno solo. L'entrata è fatta con una spina jack, segnata P.U. Un commutatore a cursore mette le due entrate in parallelo, per l'ascolto in monofonia. Un potenziometro P1 da 1 MΩ logaritmico regola il livello del segnale, che alimenta poi direttamente la griglia della prima sezione amplificatrice di tensione. Quest'ultima fa parte di un doppio triodo 12AU7, la cui seconda sezione triodica viene utilizzata, con la stessa funzione, sull'altro canale dell'amplificatore.

La resistenza catodica di 2,2 kΩ non comporta disaccoppiamento. Il guadagno dello stadio risulta così ridotto, ma ne risulta anche una diminuzione della distorsione e un miglioramento della banda passante. Il carico anodico è R_2 (100 kΩ), alimentato da AT_3. Per la potenza massima di uscita, l'ampiezza del segnale di entrata deve essere di 150 mV. Se si sostituisce il tubo 12AU7 con un tubo 12AX7 e si aggiunge un condensatore di disaccoppiamento di catodo di 25 μF, rappresentato in tratteggio sullo schema, la sensibilità di entrata per la potenza massima di uscita, diviene di 10 mV. All'uscita di questo stadio, il segnale viene addotto, per mezzo del condensatore di accoppiamento C_1 di 0,01 μF, al ramo « bassi » del correttore di tono. Questo controllo dei bassi comprende R_3 (1,5 MΩ), C_3 (3300 pF), C_4 (220 pF) R_4 (150 kΩ) ed il potenziometro P_2 (2 MΩ) lineare. Il ramo « acuti » comprende C_2 (100 pF), C_5 (680 pF), e il potenziometro P_3 pure da 2 MΩ lineare. I potenziometri dei bassi dei due canali sono accoppiati meccanicamente; il comando dei due potenziometri si effettua contemporaneamente con un solo asse. Lo stesso dicasi per i potenzionetri degli acuti. Il segnale prelevato sui cursori riuniti, alimenta poi direttamente la griglia della prima sezione triodica di un tubo 12AX7 amplificatore di tensione. In uno dei canali, un'entrata « sintonizzatore » permette anche di alimentare questa griglia col segnale fornito da un sintonizzatore MA o MF.

Il catodo di questo stadio è polarizzato con la resistenza R_7 di 2,7 kΩ disaccoppiata dal condensatore elettrolitico C_6 di 50 μF, 25 V. In questo stesso circuito di catodo sono inserite le resistenze R_5 (1 kΩ), e R_6 (33 Ω), che fanno parte del circuito di controreazione globale. Le tensioni necessarie per quest'ultima sono prelevate ai terminali 7 e 8 del secondario del trasformatore di uscita TU101.

Sarà necessario, se si producesse un innesco nella messa in funzione del

circuito di controreazione, di invertire il collegamento dei due conduttori prelevanti le tensioni di questa controreazione sull'avvolgimento 7-8 del secondario. La placca di questo stadio amplificatore è caricata con R_8 (220kΩ) alimentata da AT2.

Viene in seguito lo stadio sfasatore, che è un catodine. Si vede infatti che i carichi di catodo e di placca sono di uguale valore, $R_9 = R_{10} = 47$ kΩ. Si ottiene così sul catodo un segnale identico a quello presente sulla placca, ma sfasato di 180° rispetto a quest'ultima. Poichè il segnale viene trasmesso direttamente sulla griglia dello sfasatore, i bassi non subiscono alcuna attenuazione. All'uscita di questo stadio, i conduttori C_7 e C_8 da 50 µF ciascuno trasmettono il segnale a ciascuna delle griglie di comando dei tubi EL84 dello stadio finale in controfase. Quest'ultimo funziona in classe B, ciò che giustifica la tensione negativa di polarizzazione di — 14 V menzionata più sopra. Non si può infatti qui sfruttare un sistema di polarizzazione automatica con una resistenza catodica comune, a motivo del principio stesso di funzionamento in classe B. I catodi dei tubi EL84 sono direttamente collegati a massa. Gli schermi sono alimentati da AT_1, come il punto medio dell'avvolgimento primario del trasformatore di uscita, di cui ogni metà carica rispettivamente gli anodi dei tubi finali EL84. Il trasformatore di uscita è un modello di alta qualità (Audax TU101); che permette l'uso di altoparlanti di 4, 8 e 16 Ω. Come detto più sopra, le tensioni di controreazione vengono prelevate ai terminali 7 e 8 del secondario di questo trasformatore. Si ottiene un tasso di controreazione di — 15 dB ed una distorsione armonica molto bassa.

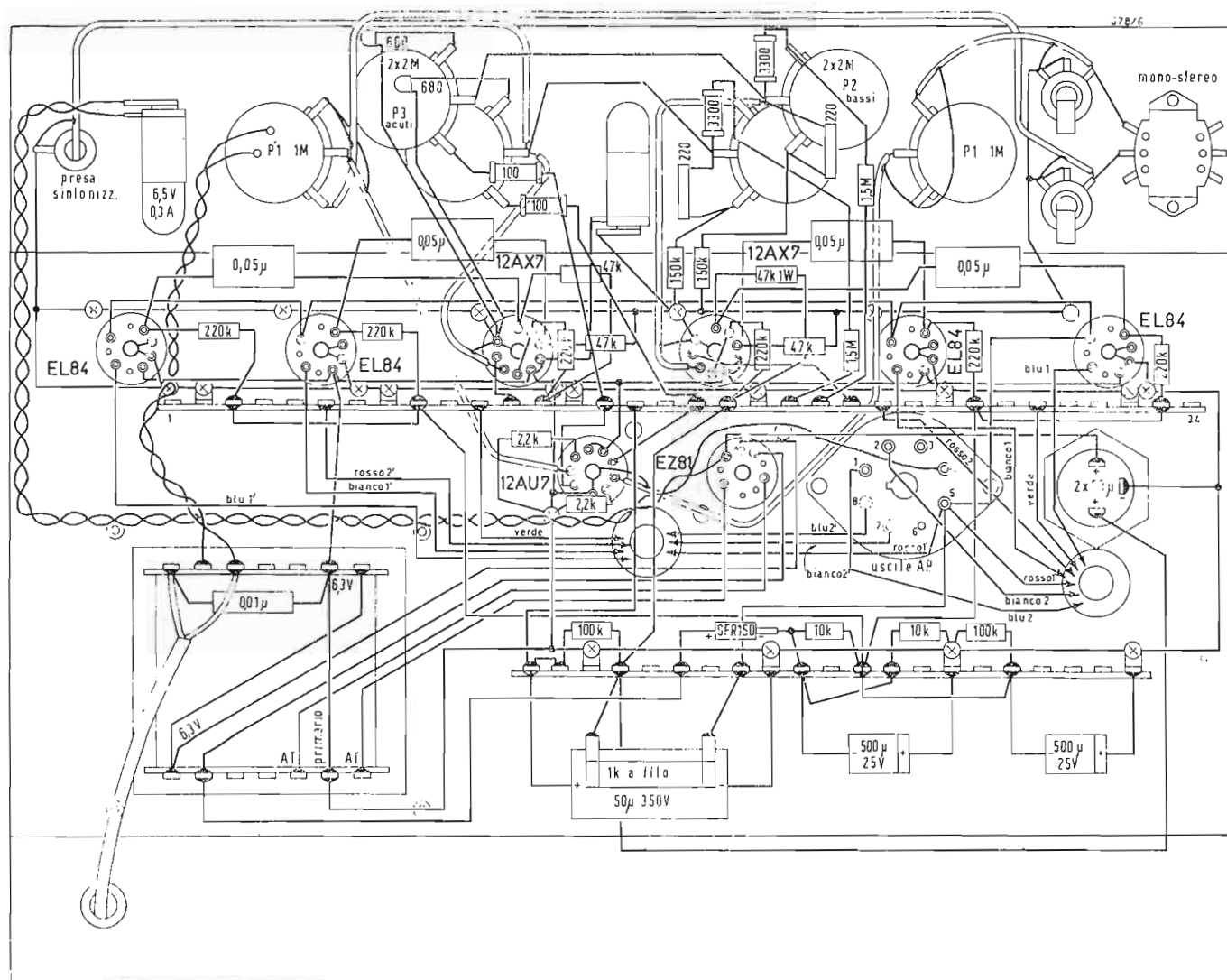



Fig. 4 - Filatura della parte inferiore del telaio. Vedere nella fig. 5 il cablaggio dei componenti saldati sulla basetta a 34 terminali.

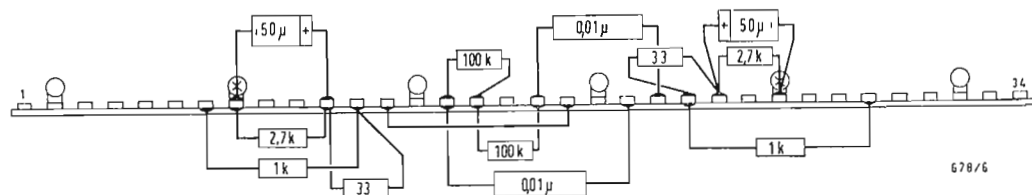



Fig. 5 - Filatura della basetta a 34 terminali dalla parte inferiore del telaio.

Fig. 6 - Collegamento del connettore degli altoparlanti.

2. - MONTAGGIO E CABLAGGIO

La fig. 2 mostra la parte superiore del telaio. Si comincia a fissare i vari trasformatori, gli zoccoli dei tubi, i potenziometri con i quadranti indicatori, la spia luminosa, le prese di entrata, il commutatore e i condensatori, elettrolitici. Si procederà poi alla filatura (cablaggio) della parte inferiore rappresentata in fig. 4. Due basette ausiliarie supportano un grande numero di componenti. La prima è a 21 terminali, la seconda a 34 terminali.

Per comodità di disegno si è rappresentata una seconda volta separatamente in fig. 5 la basetta a 34 pagliette, con gli elementi, che non potevano figurare sul piano della fig. 4, se non col rischio di rendere confuso il disegno. Si comincerà a stabilire una linea di massa generale usando filo stagnato di diametro 12/10. Si salderanno su questa linea di massa le due basette ausiliarie e i percorsi dei fili facenti capo agli zoccoli dei tubi. Si proceda anche al cablaggio dei potenziometri.

Si noti che uno dei potenziometri di volume è munito dell'interruttore generale. Cablare anche il commutatore a scorrevole mono-stereo, che mette in parallelo le due entrate fono, nella posizione « mono ». Non dimenticare la connessione dello zoccolo octal destinato alle uscite per gli altoparlanti.

I fili di colore diverso provenienti dai secondari dei trasformatori di uscita fanno capo a questo zoccolo (v. fig. 2 e 4). Sullo stesso zoccolo octal si avrà cura di inserire il circuito di alta tensione fra i piedini 4 e 5. La fig. 6 rappresenta la filatura dello zoccolo octal delle uscite degli altoparlanti, e si noterà tra i piedini 4 e 5, il collegamento, che permette di stabilire il circuito di alta tensione quando lo spinotto è infilato. Questa precauzione permette di non avere l'alta tensione ai vari stadi quando gli altoparlanti non sono innestati. Non si hanno dunque rischi per i tubi EL84.

La filatura dei trasformatori di uscita è indicata in fig. 2. I diversi terminali sono numerati. Si collegheranno i piedini 3 e 4 all'AT1, e le uscita 1 e 6 alle placche degli EL84.

Si noterà al secondario di un trasformatore di uscita che il collegamento dei circuiti di controreazione è inverso a quello dell'altro trasformatore, infatti questa connessione si deve fare sui terminali 7 e 8 del secondario, ma potrebbe essere necessario, se si manifestasse un innesco in uno dei canali, o in tutti due, invertire le connessioni. Sul piano della fig. 2, il collegamento del secondario dei trasformatori di uscita è previsto per altoparlanti di 8 Ω o di 9 Ω. Tuttavia sono possibili altre combinazioni per ottenere impedenze di 4 ÷ 5 Ω o di 15 ÷ 16 Ω. Basta per questo, effettuare tra i piedini del secondario i collegamenti indicati in fig. 3 in funzione dell'impedenza desiderata.

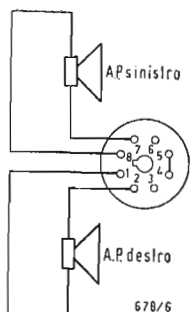
Prima di applicare la tensione, verificare ancora una volta il montaggio confrontando lo schema di principio e il piano di cablaggio. Non dimenticare di mettere il fusibile o cavallotto dei trasformatore di alimentazione nella posizione corrispondente alla tensione di rete.

3. - VALORI DEI COMPONENTI

3.1. - Resistenze

R_1 2,2 kΩ, 1/2 W, n.2; R_2 100 kΩ, 1/2 W n. 2; R_3 1,5 MΩ, 1/2 W, n. 2; R_4 150kΩ 1/2 W n. 2; R_5 1 kΩ 1/2 W n. 2; R_6 33 Ω 1/2 W n. 2; R_7 2,7 kΩ; 1/2 W, n. 2; R_8 220 kΩ, 1/2 W, n. 2; R_9 47 kΩ, 1 W, n. 2; R_{10} 47 kΩ, 1 W, n. 2; R_{11} 10 kΩ 1/2 W, n. 1; R_{12} 10 kΩ, 1/2 W, n. 1; R_{13} 100 kΩ, 1/2 W, n. 1; R_{14} 10 kΩ, 2 W a filo, n. 1; R_{15} 100 kΩ, 1 W, n. 1; R_{16} 220 kΩ, 1/2 W, n. 2; R_{17} 220 kΩ, 1/2 W, n. 2. 2 potenziometri 2 × 2 MΩ (bassi e acuti); 2 potenziometri 1 MΩ di cui uno con interruttore (volume).

3.2. - Condensatori

C_1 10 nF a carta, n. 2; C_2 100 pF ceramica, n. 2; C_3 3300 pF ceramica, n. 2; C_4 220 pF ceramica, n. 2; C_5 680 pF ceramica, n. 2; C_6 50 µF, 25 V elettrolitico, n. 2; C_7 50 nF a carta, n. 2; C_8 50 nF a carta, n. 2; C_9 500 µF, 25 V, elettrolitico, n. 1; C_{10} 500 µF, 25 V, elettrolito, n. 1; C_{11} e C_{12} 50 + 50 µF, 500 V elettrolitico; C_{13} 50 µF, 350 V elettrolitico, n. 1; C_{14} 10 nF a carta (a cartuccia), n. 1. *A.*

J. Tacussel

Studio di un amplificatore di frequenza a transistori

(parte seconda di due parti)

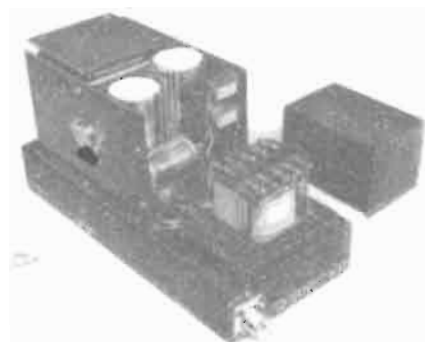



Fig. 10 - Vista generale dell'amplificatore TAP 1. I transistori di potenza dello stadio d'uscita sono montati su alette rettangolari. In primo piano il trasformatore sfasatore, senza coperchio.

1. - L'AMPLIFICATORE TAP. 1

Nella prima parte sono stati studiati i problemi inerenti la scelta dei transistori dello stadio di potenza e sono state esposte le condizioni di funzionamento per poterlo eseguire.

Il metodo messo a punto riduce al minimo il numero di transistori, che possono venire distrutti durante le prove: tuttavia esso conserva un carattere distruttivo per i transistori, per i quali la retta di carico attraversa la zona nella quale può avvenire la «rottura secondaria». Sarebbe perciò augurabile che i costruttori pubblicassero delle informazioni al riguardo e che queste fossero esatte.

Bisogna inoltre precisare che è stato esaminato soltanto un piccolo numero di tipi di transistori (circa 25, in ragione di 2 a 10 esemplari per tipo); i tipi commerciali di potenza recensiti sono più di 1000. Pensiamo di poter provare quanto prima i tipi D.A.P. (diffused-alloy-power), della Bendix, Delco ecc., Cosem (p-n-p al germanio) e i transistori mesa al silicio n-p-n della Siemens (BUY12, BUY13). È probabile che i tipi D.A.P. risulteranno molto interessanti, data la loro bassa resistenza di saturazione ed il loro elevato guadagno, purchè la loro compatibilità sia soddisfacente.

Nelle condizioni descritte, i transistori misurati funzionano in push-pull serie con un carico puramente ohmico: le condizioni reali invece possono essere più severe sia perchè, per false manovre, può essere messa in corto circuito l'uscita, sia perchè il circuito d'utilizzazione, in genere, presenta un carattere induttivo (che d'altronde può essere compensato con un correttore *R-C*). La compatibilità, in caso di corto circuito, può essere assicurata soltanto se il rettangolo delimitato dagli assi $V_C = 0$, $I_c = 0$, V_{CC} e I_{lim} cade dentro l'area di funzionamento ammessa, relativa al transistore specifico (fig. 11).

Per la realizzazione del nostro amplificatore è stato scelto (per compatibilità, risposta in frequenza e prezzo) il tipo BDY 11; il suo guadagno purtroppo è un po' basso (da 7 a 19 per 0,5 A su 20 esemplari provati).

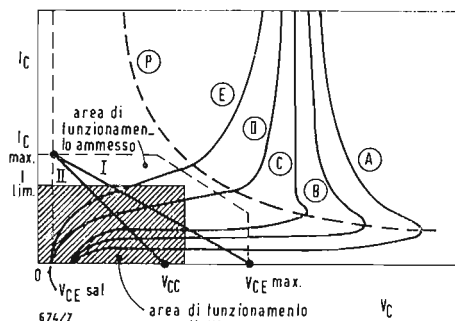
2. - REQUISITI DELL'AMPLIFICATORE

Un amplificatore di qualità deve presentare, a nostro avviso, le seguenti caratteristiche:

1. Potenza d'uscita massima in regime sinusoidale: almeno 15 W per una resistenza di carico di 15 Ω.
2. Risposta di frequenza: da 20 Hz a 20 kHz entro ± 0,5 dB, a piena potenza.
3. Distorsione armonica, a piena potenza: inferiore allo 0,5% e se possibile allo 0,1% da 20 Hz a 20 kHz.
4. Risposta a segnali rettangolari: per ogni frequenza compresa fra 50 Hz e 20 kHz non deve presentare inclinazione o sovraoscillazioni, anche in presenza di una grossa capacità (50 nF) in parallelo alla uscita; tempi di salita e di discesa inferiori a 10 μs (dal 10 al 90%).
5. Possibilità di mettere l'uscita in corto circuito, senza deteriorare alcun componente e ripristino del funzionante appena le condizioni ritornino normali.
6. Possibilità di funzionamento per temperature ambienti fra 0 e 50 °C.
7. Tolleranza del ± 15% sulla tensione d'alimentazione, senza modifica delle condizioni precedenti, specialmente della potenza d'uscita.
8. Flessibilità e lunga durata.
9. Ingombro e peso ridotti.

3. - STADI D'USCITA

Il nostro amplificatore, il cui schema è riprodotto in fig. 12, ha uno stadio d'uscita pilotato da un trasformatore ed è alquanto rassomigliante con il circuito di fig. 2, a meno di alcune aggiunte, lo scopo delle quali è il seguente:

a) Essendo il guadagno dei transistori BDY11 basso, è stato inserito uno stadio intermedio ad emitter-follower costituito da un transistore planare tipo 2N1893, avente un guadagno relativamente alto (da 40 a 120) ed una tensione V_{CEO} superiore alla tensione di alimentazione V_{CC}, in modo d'avere, per buona prudenza, una compatibilità totale. Si sarebbe potuto impiegare anche il tipo 2N1613, previa

Tradotto da *Toute l'electronique*, 280, dicembre 1964, pag. 479.

verifica del valore della sua V_{CER} a mezzo di un appropriato prova-transistori (per es. Tektronis mod. 575), dando a R_{BE} un valore di 200 Ω ($R_{12} + P_1$ e $R_{11} + P_2$ dello schema).

b) Le resistenze poste fra emittore e base dei BDY11 (R_{15} e R_{16}) sono relativamente piccole, in modo d'avvicinare la tensione valanga V_{CER} a quella del diodo collettore-base (V_{CB}), senza tuttavia caricare eccessivamente lo stadio intermedio di Tr_3 e Tr_4.

c) I transistori intermedi hanno in serie al collettore delle resistenze non lineari, CEMEL3002, a coefficiente di temperatura positivo, costituite da un filamento di tungsteno disposto in una lampada sotto vuoto. La caratteristica tensione/corrente di queste resistenze è riportata in fig. 13.

Il loro scopo è quello di limitare la corrente nei transistori Tr_3 e Tr_4 e sulla giunzione emettitore-base dei BDY11, allorquando la corrente d'uscita supera il valore massimo normale previsto. Cosa questa che avviene quando si mette in corto circuito l'uscita o quando la frequenza del segnale d'amplificare è superiore alla frequenza di taglio dei transistori di potenza.

Parimente, la corrente che circola nei transistori intermedi può raggiungere valori « di rottura » per via della controreazione, sia interna negli stadi intermedi ad emitter-follower, sia esterna attraverso la rete R_8-R_{19}, che tende ad aumentare il segnale applicato.

Ci sembra che l'uso di elementi non lineari, a coefficiente di tensione o di temperatura positiva, non abbia avuto nei circuiti a transistori il suo giusto sviluppo; sarebbe augurabile che i ricercatori ed i costruttori potessero disporre di una gamma di valori alquanto estesa, come per i termistori, dei quali ne costituiscono il complemento.

Si può intravedere una certa rassomiglianza fra il nostro circuito e quello realizzato dall'americana KNIGHT, che inserisce nel circuito d'emettitore dello stadio finale una lampadina d'automobile. Abbiamo trovato che questo tipo d'inserzione della lampada comporta un leggero aumento della distorsione.

d) Il circuito che determina i punti di funzionamento è paragonabile a quello di fig. 2. I valori delle resistenze e dei potenziometri sono tali che lo stadio di potenza funzioni in classe AB_2.

La corrente di riposo dovrà essere regolata intorno ai 200 mA, valore scelto dopo prove comparative, i risultati delle quali sono riportati nella tabella V (misure effettuate a 2kHz).

Come si può vedere, la distorsione è praticamente invariabile. Con 200 mA si ha un certo margine rispetto alle variazioni della regolazione dovute alla temperatura o all'invecchiamento dei transistori.

Il funzionamento resta altresì soddisfacente fino ad un valore della corrente di riposo, compreso – secondo i casi – fra 10 e 40 mA, senza con questo accusare transitori di commutazione.

I partitori costituiti dalle resistenze R_{11} e $R_{12} + P_1$, R_{13} e $R_{14} + P_2$ riportano alla base degli avvolgimenti S_1 e S_2 del trasformatore una frazione del segnale d'uscita, che produce una contro-reazione di tensione locale. Questa contro-reazione locale è completata dalla contro-reazione di corrente dovuta alle resistenze d'emettitore, R_{17} e R_{18}, dei transistori d'uscita.

Fig. 11 - L'area di funzionamento ammessa racchiude l'area di funzionamento effettivo. I limiti della prima figurano talvolta nelle caratteristiche pubblicate dai costruttori: in caso contrario devono essere ricavate sperimentalmente a mezzo prove che possono essere distruttive.

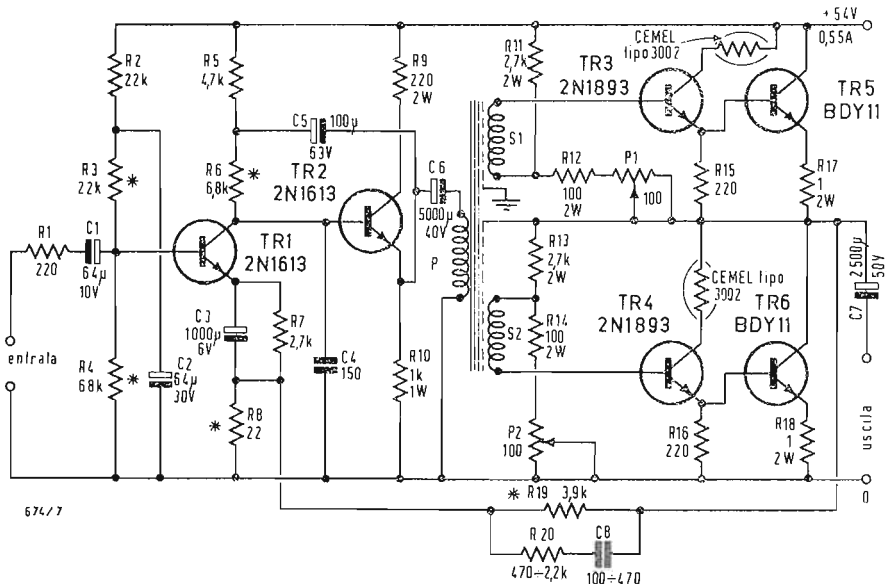



Fig. 12 - Schema completo del prototipo costruito che fornisce 15 W su 15 Ω.

Tabella V - Distorsione armonica per diversi valori della corrente di riposo e della tensione d'uscita.

Tensione d'uscita	15 V	5 V	1,5 V	0,5V	0,15 V
Corrente di riposo					
100 mA	0,11 %	0,05 %	0,07 %	0,11 %	0,21 %
200 mA	0,12 %	0,05 %	0,07 %	0,11 %	0,21 %
400 mA	0,13 %	0,04 %	0,07 %	0,11 %	0,21 %

Tabella VI - Distorsione in funzione della frequenza.

Frequenza	20 Hz	200 Hz	2 kHz	20 kHz
Alla massima potenza (15 W)	0,11 %	0,12 %	0,12 %	0,34 %
1,5 W	0,11 %	0,05 %	0,05 %	0,05 %
A 150 mW	0,20 %	0,11 %	0,09 %	0,09 %

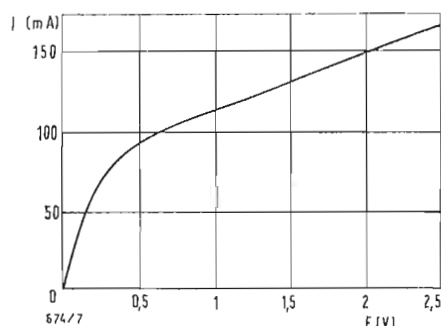



Fig. 13 - Corrente in funzione della tensione nelle resistenze non lineari (CEMEL 3002) usate nello schema di fig. 2. Il funzionamento normale corrisponde alla parte di curva compresa fra l'origina e il punto di curvatura. Ogni sovraccarico porta il punto di funzionamento nella parte superiore della curva corrispondente ad una resistenza superiore, con conseguente protezione automatica del transistore collegato.

Fig. 14 - Particolare del cablaggio dell'amplificatore TAP 1. Come si può vedere i componenti sono comodamente montati.

4. - TRASFORMATORE PILOTA

Il nucleo del trasformatore pilota, di rapporto 1/1 + 1, è di ferro a granuli orientati. L'avvolgimento è parzialmente bifilare; le spire sono frazionate e ciascun secondario è separato dal primario da un schermo statico di foglio di rame, isolato. Gli schermi sono riuniti rispettivamente a massa: per il secondario collegato alla parte superiore del circuito e per l'altro all'uscita. In questa maniera, l'influenza delle capacità distribuite è identica nelle due « vie »: cosa questa favorevole per la risposta ai transitori (tempi di salita e di discesa uguali; assenza di sovratensioni, allorquando la rete di controreazione R_{20}-C_8 è giustamente regolata). Il trasformatore pilota è un componente alquanto critico: per la sua messa a punto definitiva sono stati costruiti una diecina di prototipi.

Il rapporto di trasformazione adottato (1/1 + 1) è quello che permette di realizzare il migliore compromesso fra un tasso di distorsione relativamente basso a catena aperta (dall'1 al 2 %) ed un guadagno sufficiente, affinchè sia possibile ridurla allo 0,1 % circa con la controreazione totale, senza compromettere la sensibilità (100 mV all'ingresso per piena modulazione).

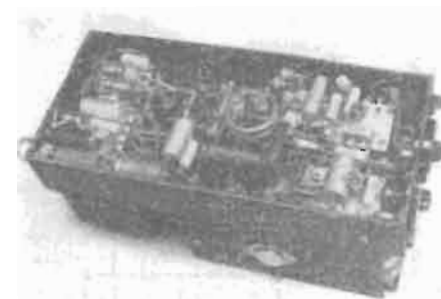
Qualora ci si accontentasse di una sensibilità meno spinta, si può portare il rapporto di trasformazione a 1,25/1 + 1, 1,5/1 + 1 od anche 2/1 + 1: con ciò si avrà una distorsione praticamente trascurabile. Con una contro-reazione di 30 ÷ 35 dB si potrà avere infatti una distorsione per le frequenze medie inferiore allo 0,1 %.

5. - PRESTADI

Ci sarebbero da fare a proposito alcune osservazioni:

a) Lo stadio d'ingresso è equipaggiato come tutti gli altri, con un transistore al silicio (Tr_1). Si è scelto il tipo planare 2N1613 per due motivi e cioè: per la sua tensione V_{CER} relativamente elevata, così che permette di conservare, rispetto al valore della tensione di lavoro, collettore-emettitore, una resistenza interna piuttosto alta; ed inoltre perchè il suo guadagno H_{Fe} dipende poco dalla corrente di collettore. Queste due particolarità permettono d'ottenere una percentuale di distorsione molto bassa. Il punto di funzionamento continuo è definito in maniera precisa, imponendo alla base un potenziale relativamente alto a mezzo del partitore R_2-R_3-R_4. In queste condizioni, il funzionamento alla frequenza zero si avvicina a quello di un emitter-follower (la cui resistenza d'emettitore è costituita da R_7 e R_8); la corrente che attraversa il transistore è uguale al quoziente della tensione fra base e massa (diminuita di V_{BE}) e la somma delle resistenze in serie d'emettitore ed è perciò quasi indipendente dalla temperatura e sensibilmente costante.

Similmente, la tensione di collettore è uguale alla tensione d'alimentazione, diminuita dalla caduta di tensione causata dalla corrente di collettore, che è uguale ad aI_e (sensibilmente costante) nelle resistenze R_5 e R_6.

Queste condizioni di funzionamento ben definite sono particolarmente utili per permettere l'accoppiamento diretto allo stadio seguente, che lavora in emitter-follower sia per i segnali continui, come per quelli alternati. Inoltre si ha un funzionamento con una tensione emettitore-collettore molto bassa, cosa che assicura un guadagno elevato, una bassa distorsione ed un basso rumore, senza il pericolo che il punto di funzionamento raggiunga, alle alte temperature, l'estremità delle curve I_C/V_C.

Altoparlanti e diffusori a tromba RCF

Dal catalogo RCF e dalla vostra gamma di prodotti riccamente illustrati riportiamo per gli appassionati di alta fedeltà alcune note veramente interessanti:

Altoparlanti: *Costruiti con una tecnica d'avanguardia, l'impiego di materiali scientificamente studiati e la realizzazione meccanica eseguita ad un elevato livello di precisione permettono di presentare una gamma di altoparlanti atta e soddisfare le maggiori esigenze dell'Alta Fedeltà.*

Sottoelenchiamo alcune caratteristiche degli altoparlanti:

Il cestello, in pesante fusione di lega di alluminio ad alta resistenza meccanica, è esente di vibrazioni secondarie.

I magneti, in Alnico V abbondantemente dimensionati, permettono un'alta densità di flusso nel traferro.

Il circuito magnetico che impiega ferro Armco trattato, ha una tolleranza meccanica nel traferro sempre inferiore a mm. 0,02, permettendo così una costanza di rendimento eccezionale.

La bobina mobile, tropicalizzata, è avvolta su un supporto in lega di alluminio che gli conferisce la massima rigidità meccanica e gli assicura una ottima dispersione di calore.

Il fissaggio della bobina mobile al cono e al relativo centratore è stato ottenuto, dopo anni di studi ed esperienze, con collanti che non vetrificano nel tempo ed escludono perciò ogni possibilità di vibrazioni secondarie.

I coni, di forma e impasto speciali, sono con bordo trattato e vengono collaudati e selezionati singolarmente prima del montaggio permettendoci così di garantire un alto livello qualitativo.

Diffusori a tromba: *Accuratissimi studi e una ventennale esperienza, hanno permesso di realizzare altoparlanti a tromba in cui lo sviluppo esponenziale, la colonna d'aria riverberate e la massima conversione della campana rendono gli stessi di altissima efficienza per un perfetto sfruttamento della dinamica dei suoni.*

Costruite con lastra in lega di alluminio di notevole spessore uniscono, ad una elevata robustezza, l'assoluta mancanza di vibrazioni.

Un perfetto sistema di sgrassatura, un trattamento con speciale vernice aggrappante e altamente protettiva precedono la finitura con vernice sintetica, così da rendere la tromba resistente a qualsiasi agente atmosferico.

Sono fornite di anello terminale in gomma antirisonante.

L'avvento di nuove materie plastiche ha permesso la costruzione della 3214, tromba a sezione rettangolare realizzata in A B S.

Questo nuovo materiale, praticamente indistruttibile, unitamente ai vantaggi delle materie plastiche (inalterabilità nel tempo, stabilità del colore, inattaccabilità dagli agenti atmosferici, ecc.) offre una rigidità meccanica finora mai raggiunta. Per ulteriori chiarimenti rivolgersi alla RCF, Milano: Via Giotto, 15. - Reggio Emilia: Via Col di Lana, 44.

b) La resistenza di carico del collettore del transistore Tr_1 è suddivisa in due parti con il punto intermedio collegato all'uscita dell'emitter-follower Tr_2, il cui guadagno è molto vicino ad 1. Perciò, la tensione ai capi di R_6 e la corrente che circola in essa sono sensibilmente costanti ai segnali alternati.

In altri termini, il circuito, visto dal collettore di Tr_1, si comporta come un ricevitore a grande resistenza interna (in regime dinamico, la resistenza R_6 deve essere moltiplicata per 1/(1-G), dove G è il guadagno dello stadio di Tr_2. Il guadagno del transistore Tr_1 è uguale, in prima approssimazione, al prodotto della sua pendenza per la risultante del parallelo della sua resistenza interna e della resistenza dinamica così sintetizzata.

Grazie a questo circuito di reazione positiva (dagli Anglo-americani detto «Bootstrap») si ottiene un guadagno elevato (da 250 a 3000) con una distorsione bassissima (meno dell'1% per una tensione d'uscita al primario del trasformatore T di 1 V_{eff}), per cui l'ampiezza di tensione al collettore è in dipendenza della piccola variazione della corrente circolante nella resistenza di carico (a differenza di quanto succede in un circuito classico ad emettitore comune, dove questa resistenza è collegata alla sorgente d'alimentazione).

Il circuito «bootstrap» presenta, però, l'inconveniente di una risposta di frequenza limitata. Ciò è dovuto al fatto che le capacità in parallelo al circuito di collettore sono associate, in regime dinamico, ad una resistenza di carico virtuale elevata. Tuttavia è possibile avere una risposta lineare fino a qualche kHz (per il circuito, che è servito per le misure, il punto a -3 dB è a 8 kHz) od anche fino a qualche diecina di kHz, scegliendo opportunamente i transistori ed il tipo di montaggio.

c) La catena di resistenze che determina il potenziale di base di Tr_1 comporta un condensatore di disaccoppiamento C_2, avente due funzioni. In primo luogo esso elimina i residui di alternata dell'alimentazione alla frequenza di rete ed ai suoi multipli. In secondo luogo evita la reiezione di un segnale residuo, che fa aumentare (anche nel rapporto di 2) la distorsione totale. Spieghiamo adesso brevemente questo fenomeno. Non essendo la resistenza interna dinamica dell'alimentazione nulla (a meno che si prendano particolari precauzioni; ed anche in questo caso è molto difficile che questa condizione si verifichi a tutte le frequenze), ai capi del condensatore è presente una tensione alla stessa frequenza di quella del segnale applicato all'entrata dell'amplificatore. La sua forma è molto vicina a quella della corrente assorbita dallo stadio di potenza, e varia di conseguenza, a seconda del punto di funzionamento scelto, fra la classe A e la classe B. In assenza del condensatore C_2, avviene la reiezione sopra citata.

d) L'accoppiamento fra lo stadio d'ingresso e la sezione d'uscita avviene attraverso l'emitter-follower Tr_1 (2N1613). A parte la sua utilità per la realizzazione della catena interna di reazione positiva per il transistore Tr_1, questo stadio permette di avere a disposizione, per il collegamento al primario del trasformatore T, una sorgente a bassa impedenza. Infatti l'impedenza riflessa dal trasformatore è:

Non lineare in funzione della tensione, per via dall'andamento esponenziale della caratteristica I_B/V_B dei semiconduttori; condizione che diventa più gravosa quando i transistori vengono a funzionare in una regione prossima alla saturazione;

Non lineare in funzione della frequenza: alle basse frequenze, a causa dell'impedenza parallela dovuta all'induttanza propria dell'avvolgimento, ed alle alte frequenze, a causa delle capacità parassite (in particolare capacità distribuite).

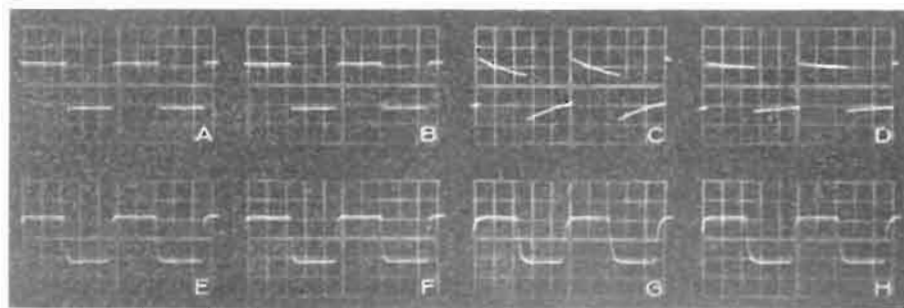



Fig. 15 - Oscillogrammi rilevati all'uscita dell'amplificatore TAP 1 per un segnale d'ingresso di forma rettangolare di frequenza compresa fra 20 Hz e 20 kHz. Il carico è costituito da una resistenza pura con in parallelo — in certi casi — una capacità. Scala delle tensioni 10 V per divisione grande (1 cm sull'oscillografo); A) $f = 1$ kHz, $Z = 15\ \Omega$; B) $f = 1$ kHz, $Z = 15\ \Omega/47$ nF; C) $f = 20$ Hz, $Z = 15\ \Omega$; D) $f = 20$ Hz, segnale prelevato a monte di C_7; E) $f = 10$ kHz, $Z = 15\ \Omega$; F) $f = 10$ kHz, $Z = 15\ \Omega/47$ nF; G) $f = 20$ kHz, $Z = 15\ \Omega$; H) $f = 20$ kHz, $Z = 15\ \Omega/47$ nF.

L'accoppiamento con il trasformatore avviene a mezzo del condensatore C_6, la cui capacità deve essere abbastanza grande in modo da evitare rotazioni di fase a frequenze subsoniche, compromettendo con ciò la stabilità in circuito chiuso.

L'impiego di C_6, rende necessario inserire nel collettore di Tr_2 la resistenza R_9. In assenza di questa, la corrente di carico di C_6 raggiungerebbe, all'atto della messa sotto tensione, un valore superiore a quello limite ammesso per il transistore 2N1613, portando questo alla distruzione.

6. - CONTROREAZIONE

La tensione di contro-reazione globale (più di 35 dB a 2000 Hz) è applicata in serie all'emettitore dello stadio d'ingresso, a mezzo delle resistenze R_8 e R_{10}, il cui rapporto è tale che, tenuto conto del guadagno a circuito aperto e dalla resistenza R_1 in serie all'ingresso, con un segnale d'entrata di 100 mV si abbia all'uscita una tensione di 15 V.

La resistenza R_1 ha lo scopo di evitare, quando la sorgente collegata ai morsetti d'ingresso ha una resistenza interna bassa, la comparsa di oscillazioni parassite ad alta frequenza, dovute alle capacità ed alla reazione interna del transistore Tr_1.

La stabilità HF a circuito chiuso può essere aggiustata, applicando all'ingresso un segnale di forma rettangolare avente una frequenza di 20 kHz ed una ampiezza tale d'aver all'uscita una tensione picco-picco di circa 20 V. Si osservi la forma d'onda successivamente ad uscita aperta, ad uscita caricata con 15 Ω, con 47 nF, con 15 Ω e 47 nF in parallelo.

La regolazione si effettua come segue: Con C_4 non collegato, si regoli C_8 (da 100 a 470 pF) in modo da non avere alcuna sovraoscillazione quando il carico è costituito dalla sola resistenza di 15 Ω; si metta quindi in parallelo alla resistenza di 15 Ω un condensatore di 47 nF e si aggiusti C_4 (da 22 a 220 pF) in modo da riavere un segnale rettangolare senza sovraoscillazione; si verifichi infine che il circuito non entri in oscillazione HF e che i segnali rettangolari, ad uscita non caricata o caricata soltanto dal condensatore di 47 nF, non siano affetti da sovraoscillazioni.

In figura 15 sono riportati diversi oscillogrammi, rilevati in queste condizioni (20 Hz, 1 kHz, 10 kHz e 20 kHz).

7. - ALIMENTAZIONE

L'alimentazione è stata realizzata in modo da limitare la corrente erogabile ad un valore istantaneo di 2 A ed ad un valore medio di 0,65 A. (l'amplificatore ha bisogno rispettivamente di 1,7 e 0,55 A circa). Il passaggio dall'uno all'altro di questi due valori avviene nel tempo determinato dalla costante di tempo di una rete R-C.

Si ha una regolazione migliore dell'0,5% dello zero a pieno carico ed il circuito è tale da sopportare dei corti-circuiti momentanei e delle variazioni della tensione di rete del ± 15%.

Per una corrente di 0,6 A si ha un residuo di alternata di 20 mV. Un così basso coefficiente è del tutto necessario, in quanto il circuito push-pull serie, a differenza del circuito push-pull parallelo, trasmette al carico i segnali presenti nella sorgente d'alimentazione. Il trasformatore d'alimentazione è realizzato con un nucleo a doppio C. La densità di corrente nei fili e l'induzione sono basse, in modo da ridurre le perdite ohmiche ed il calore.

8. - MESSA A PUNTO

Della regolazione dei potenziometri P_1 e P_2, che determinano la corrente di riposo ed il potenziale d'uscita continuo medio si è parlato in precedenza, all'atto della regolazione dei condensatori di compensazione. Bisogna in verità dire che quest'ultima regolazione non può essere che un compromesso: difatti, i valori assicuranti il miglior rendimento a segnali rettangolari comportano, a partire da qualche kHz, una riduzione del guadagno a circuito aperto; cosa che produce una diminuzione della contro-reazione e di conseguenza un aumento della distorsione armonica per le frequenze acustiche più alte.

A questo punto dobbiamo precisare che alcuni tipi di BDY11 hanno presentato i seguenti difetti:

Resistenza di saturazione troppo elevata: cosa che comporta una riduzione della potenza massima d'uscita.

Guadagno molto basso, o comunque sensibilmente non lineare in funzione della corrente: cosa quest'altra che comporta un aumento della distorsione. Se uno dei transistori di potenza ha un guadagno basso, è conveniente montarlo in Tr_4. Questa posizione è infatti, tenuto conto delle relazioni di fase, quella per la quale la corrente istantanea di base è data dall'alternanza del segnale, dove il transistore Tr_2 è più conduttore e dove di conseguenza il suo limite è più alto, dato che R_9 (220 Ω) è inferiore a R_{10} (1000 Ω).

9. - CARATTERISTICHE MISURATE

Le caratteristiche qui sotto riportate sono quelle misurate sul campione di studio e sul prototipo di serie, riprodotto nelle fotografie.

a) Potenza d'uscita per una distorsione inferiore allo 0,5%
15 W da 15 a 30.000 Hz.

b) Risposta in frequenza
a 1 W: da 8 Hz a 80 kHz (− 1 dB) e da 4 Hz a 150 kHz (− 3 dB)
a 15 W: da 18 Hz a 28 kHz (− 0,1 dB) e da 8 Hz a 35 kHz (− 1 dB).

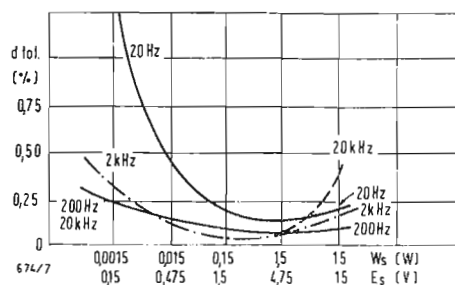



Fig. 16 - Distorsione armonica totale, in funzione della potenza d'uscita, rilevata con il circuito di fig. 12. Si noti come la distorsione resti praticamente costante e molto ridotta per potenze comprese fra 15 mW e 15 W, cioè in un rapporto di 1000.

c) *Sensibilità*
100 mV per 15 W/15 Ω Impedenza d'ingresso: 4,5 kΩ circa.
d) *Distorsione*
vedi tabella VI
Consultare anche le curve di fig. 16.
Il rapporto segnale/rumore di fondo è migliore di 80 dB riferiti a 15 W.
e) *Impendenza interna e fattore di smorzamento*

f	Imp. interna	Fattore smorz.
20 Hz	0,5 Ω	30
200 Hz	0,25 Ω	60
2000 Hz	0,25 Ω	60
20 kHz	0,3 Ω	50

(misure effettuate con una tensione di uscita di 10 V_{eff}.)

f) *Consumo*
sotto 54 V (± 1 V) a vuoto: 0,25 A circa: a piena potenza d'uscita: 0,55 A circa.
g) *Comportamento in caso di false manovre*
L'amplificatore sopporta senza danni un segnale d'ingresso fino a 1 V di qualsiasi frequenza compresa fra 0 e 1 MHz. Con applicato all'ingresso un segnale da 0 a 100 mV a qualsiasi frequenza compresa fra 0 e 1 MHz, l'uscita può rimanere in corto circuito fino ad 1 minuto.
Come si vede i risultati ottenuti sono paragonabili, per quanto riguarda la distorsione, a quelli di un amplificatore a valvole, come per es. l'amplificatore UL30M (2a). Sono invece superiori per quanto riguarda la risposta ai transitori (da notare in particolare l'assenza di sopraoscillazioni con carico capacitivo), l'estensione della risposta in frequenza a pieno potenza e la distorsione alle estremità dello spettro acustico.
Il paragone rimane a vantaggio dell'apparecchiatura a transistori anche per dimensioni e peso. Il prezzo di vendita è attualmente superiore del 30% circa rispetto a quello di un amplificatore a valvola e ciò malgrado l'assenza del trasformatore d'uscita. (I transistori al silicio utilizzati sono alquanto costosi; speriamo che il loro prezzo diminuisca nei prossimi anni). Bisogna tenere però conto della presenza nell'apparecchio della sorgente di alimentazione stabilizzata, cosa che permette di avere una potenza massima d'uscita ad un tasso di distorsione costanti con variazione del ± 15% della tensione di rete. Volendo dotare un amplificatore a valvola di un tale tipo d'alimentazione, si avrebbe un aumento di peso, ingombro, consumo e prezzo compreso fra il 50 ed il 100%.

10. - RISULTATI D'ASCOLTO E CONCLUSIONI

Sono stati costruiti tre amplificatori di questo tipo per alimentare una catena stereofonica composta da:
Testina Grado (Laboratory Series)
Gira-dischi Clement tipo H4
Ricevitore M.F. a transistori Görler
Preamplificatore stereofonico a tre vie a transistori
Altoparlanti; via centrale dei bassi: Wharfedale tipo W15 in cassone acustico di 300 dm³; vie laterali (medi ed acuti): Audax tipo 21 × 32 PA15; Wharfedale tipo Super 3 con filtro L-C a 2 cellule.
Rispetto alla catena originaria comprendente un amplificatore a valvole di 10-11 W, realizzato secondo uno schema Mullard, si sono notati i seguenti sensibili miglioramenti:
Restituzione del suono degli strumenti a corda con guadagno in definizione e perdita d'asprezza propria di molte registrazioni in microsolco;
Ampiezza e precisione delle note basse;
Nitidezza di attacchi, specialmente di piano e clavicembalo;
Qualità del registro acuto, privo d'acidità.
Queste constatazioni avvalorano le previsioni fattibili partendo dalle caratteristiche elettriche.
[È stata fatta domanda di brevetto per diverse disposizioni circuitali, come: alimentazione ad erogazione limitata, impiego di elementi a caratteristica corrente/tensione non lineare nello stadio pilota dello stadio finale, trasformatore pilota].

BIBLIOGRAFIA

Transistor caracteristics tabulation - 14ª edizione Data Orange N. J.
Barreller protects and stabilizes OT power amplifier E.D.N. 1963 - aprile, pag. 36-37.
CH. DARTEVELLE: TURNER F. M., *à transistors. Toute l'Electronique* - 1963, nº. 274 (marzo-aprile) pag. 99-102.
J. J. TACUSSEL: *Etude et réalisation d'un preamplificateur stéréophonique a transistors.*
Mullard Technical Communications:
a) A hig quality ten watts amplifier, 1954 (nov. nº. 9), pag. 226-232;
b) Improvements to the high quality ten watts amplifiers, 1955 (ottobre nº. 15) pag. 123-127.

A

La radio ha 70 anni

(segue da pag. 193)

ora riportate, vorrei solo citare due tipiche circostanze che si commentano da sé.
1) In un articolo pubblicato nell'agosto del 1905 sulla rivista francese « Je sais tout » il Prof. Edoardo Branly scriveva testualmente: « Des grands savants ètudiaient depuis un certain temps, la propagation des vibrations èlectroniques. L'un d'eux, le professeur Hertz s'y était attaché en les nommant des ondes.
On produit aisement ces ondes et le professeur Hertz publiait à ce sujet des notes qui interessaient seulement ou surtout les Accademies.
Survint un jeune sauvant M. Marconi, qui pensa que puisque l'on puovrait produire des onde électriques et les projeter dan l'éspace, on pourrait peut-être aussi les récueillir à distance, et « causer » come disent les diplomates.
M. Marconi eut le mèrite de trouver tout aussitôt d'ingènieux dispositifs pour récuellir les ondes, et cela, malgré les doutes et les dénégations auxquels se huertait son audacieuse conception. La telegraphie san fil était crée ».
2) Le cronache giornalistiche del settembre 1902 riportavano che nel corso di un ricevimento offerto dal Zar Nicola II al Re d'Italia in visita al porto di Kronstadt ove era giunta la nave da guerra italiana Carlo Alberto a bordo della quale trovavasi Guglielmo Marconi per effettuare esperienze di radiotelegrafia a grande distanza, Marconi venne presentato ufficialmente dalle autorità russe al Prof. Popov, che pure si interessava di analoghe esperienze, come il « padre della Radio »: un chiaro riconoscimento della priorità di Marconi proprio nella patria di Popov!
Vorrei per finire, aggiungere che non era mia intenzione riaprire qui una polemica ormai onestamente chiusa da parecchi anni, solo ripresa unilateralmente dall'U R S S e condivisa da Aisberg, direttore di « TOUTE ELECTRONIQUE ».
Ma ciò che non va dimenticato è l'immensa gratitudine che tutta l'umanità deve portare ai grandi nomi di Marconi, Branly e Popov che una settantina di anni or sono hanno quasi contemporaneamente, pur ignorandosi l'un l'altro, gettato il seme delle radiocomunicazioni.
(A. Banfi)

0709 *Bernardo Luigi - Trieste.*

D. A pagina 219 della rivista « Alta Fedeltà » n. 7 del luglio 1960, in risposta ad un quesito posto dal sig. Brivio Luigi di Milano, è stata indicata una cassetta parallelepipeda (con relativi parametri e descrizioni) per la risoluzione di quanto prospettato.

È consigliabile apportare le seguenti modifiche a tale tipo di cassa acustica?

a) Intenderei usare i seguenti altoparlanti, previa foratura del pannello anteriore:
Isophon P 25/25/90 catal. GBC A 158;
Isophon P 16/13/100 A catal. GBC A 454;
Isophon HM 10/13/7 catal. GBC A 463;
con filtri d'incrocio a 500 Hz e 3000 Hz per una pendenza della curva di 6 dB per ciascun incrocio;

b) altoparlante Isophon P 25/25/90 e HM 10/13/7 collegando i due in parallelo, come consigliato dal costruttore avendo il tweeter il filtro incorporato (condensatore e pertanto 6 dB di pendenza della curva).

c) altoparlante Geloso SP251 e Philips bicono 9766M (2 in serie) collegati in parallelo.

Prego indicare la posizione esatta degli altoparlanti ed i diametri dei fori da praticare sul pannello anteriore di cui trattasi particolarmente per il primo caso prospettato per un sistema trifonico con Isophon.

Il secondario del trasformatore di uscita al quale tale sistema dovrà essere collegato presenta una impedenza di 4,5 Ω.

R. Nella allegata figura 1 Le forniamo le disposizioni richieste degli altoparlanti. Per il caso *a*) conviene aumentare a 60 cm. l'altezza del contenitore.

Delle 3 soluzioni riteniamo preferibile la prima, cioè la *a*), alla condizione che i filtri di incrocio siano almeno del tipo con attenuazione 6 dB per ottava e rispondenti allo schema di principio di fig. 2).

I valori sono relativi alle frequenze di incrocio 500 Hz e 3 kHz; più desiderabili sarebbero i filtri 12 dB/ottava.

Prima di eseguire la foratura del pannello, Le consigliamo di procurarsi gli altoparlanti e di assicurarsi che i diametri da noi indicati (dedotti dai dati delle Case) siano rispondenti a realtà: le divergenze potranno essere però piccole e le relative correzioni saranno facili. (*a.f.*)

Fig .2/0709

0710 *Renato Pagano - Napoli.*

D. Desidero costruire l'amplificatore stereofonico 10 + 10 W apparso sul n. 4-64 de « l'antenna ».

Trovandomi in difficoltà desidero chiedere quanto segue:

Il vantaggio delle resistenze R 24-124; lo impiego del trasformatore d'uscita H 243 di G.B.C.: per il bilanciamento l'utilizzazione di un potenziometro 2 + 2 MΩ invertiti nei terminali.

R. 1) Le resistenze R_{24} e R_{124} del filtro di accoppiamento sono da 5 W.

2) Non siamo in possesso dei dati relativi al trasformatore GBC cat. H 243.

3) Per il bilanciamento è bene attenersi allo schema che prevede l'uso di due potenziometri accoppiati, uno a variazione logaritmica (canale sinistro), l'altro a variazione antilogaritmica (canale destro).

L'impiego di una coppia di potenziometri con eguale legge di variazione (lineare) ed invertiti nei terminali non darebbe lo stesso risultato; ad esso si potrà ricorrere nel caso in cui non siano assolutamente reperibili due potenziometri a legge inversa di variazione. (*a.f.*)

0711 *Sig. Pasqualino Epifani - Treviso.*

D. Desidererei avere informazioni circa lo indirizzo della filiale italiana o concessionaria della « Healthkit Company ».

Oppure, se in vostro possesso, desidererei avere lo schema completo dell'amplificatore d'alta fedeltà « Williamson WA-2 ».

Le medesime informazioni mi sono necessarie per la Ditta « H. J. Leak », o, se in vostro possesso lo schema elettrico completo dell'amplificatore « Point one ».

R. La rappresentanza esclusiva della *Healthkit* in Italia è posseduta dalla LARIR, Milano, V.le Premuda, 38/a). Non siamo in possesso dello schema dell'amplificatore WA-2, che tra l'altro non figura tra i vari cataloghi della *Healthkit*.

La casa inglese *Leak* è rappresentata in Italia dalla SIPREL, Milano, Via F.lli Gabba, 1/a). Non sarà però facile ottenere lo schema che Le interessa, dato che la Siprel ne possiede una sola copia di cui concede volentieri la visione a chi si reca presso la sua sede. Le forniamo anche l'indirizzo della *Leak* di Londra: British Industries Corp. Brunel Road, Western York, Factory, Estate, London W3.

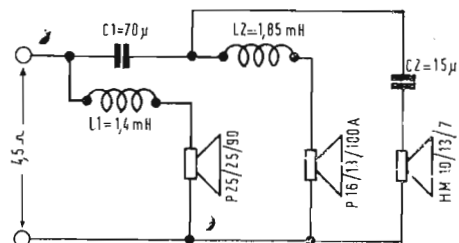



Fig. 1/0709

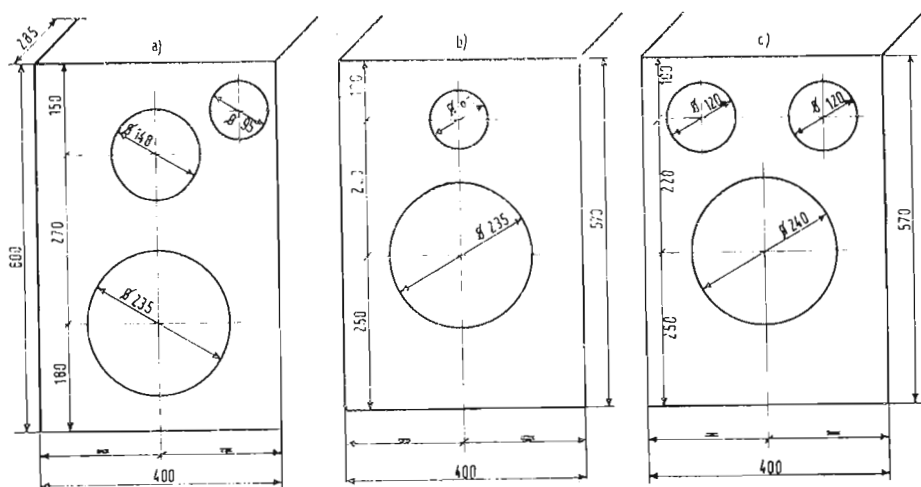
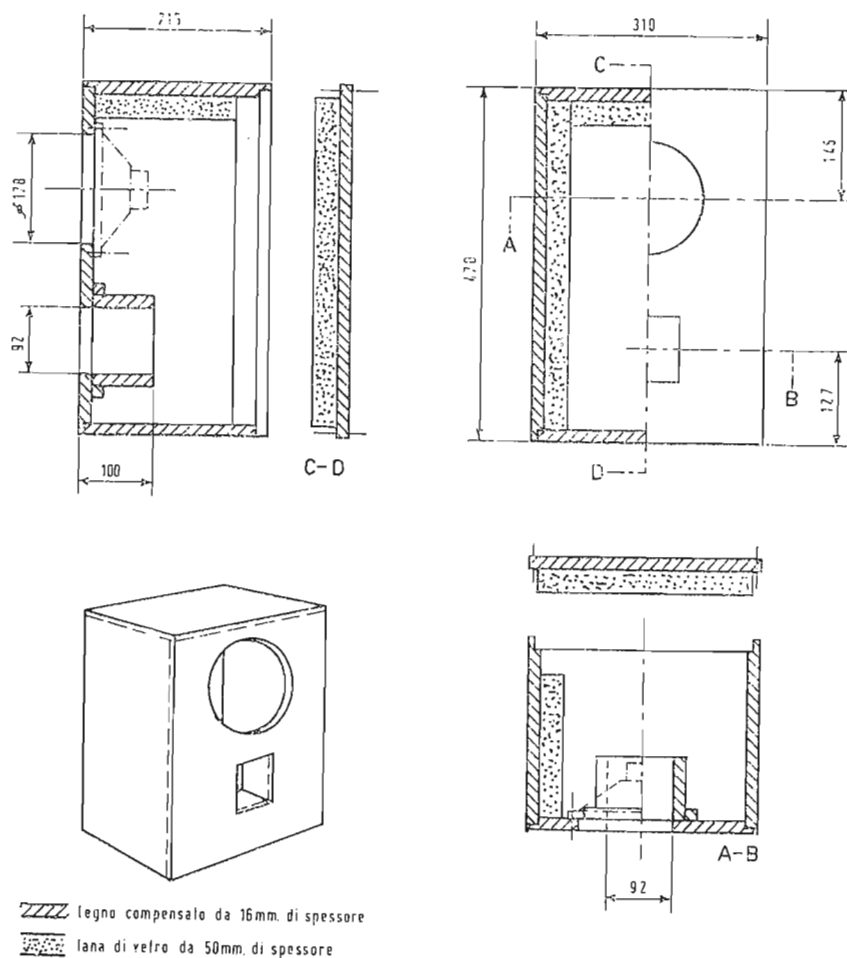



Fig. 1/0713

0712 - *Ferri Romano - Bologna.*

D. Mi allettano le prestazioni della « Unità di controllo per *HI FI* » (da Radio Electronics, Ottobre 57) apparsa su « Alta Fedeltà » n. 9 del 1958 e vorrei tentarne la costruzione in edizione stereofonica. (Attualmente posseggo due VAPZ e due W5M della Heat).

Vi sarei grato se poteste farmi rilevare errori od omissioni nello schema pubblicato: (ad es. il cond C_2 ritengo vada collegato dalla griglia 7 verso massa, il collegamento fra 5 e 6 di S_1 non vada effettuato).

Potete procurarmi il numero di Radio Electronics dell'ottobre 1957?

R. Siamo spiacenti di non disporre della copia di Radio Electronics che Le interessa. Possiamo consigliarLe di rivolgersi a Hoepli (Milano, Via Hoepli, 5) o alla *Libreria Internazionale Sperling e Kupfer* (Milano, Piazza San Babila, 1).

Le sue osservazioni circa lo schema sono esatte: il condensatore C_2 deve essere connesso tra massa e la griglia di V_1a, anzichè all'estremo basso di R_4; i collegamenti fra le posizioni 5 e 6 dei commutatori S_1a e S_1b devono essere eliminati, infatti l'entrata microfono non deve essere equalizzata.

Inoltre riteniamo che le resistenze segnate 22 MΩ in figura 2 *a*) e *b*) siano in realtà di 2,2 MΩ. *(a.f.)*

0713 - *Sig. Mea Alfredo - Napoli.*

D. In uscita dell'amplificatore Philips senza T.U. (800 Ω impedenza) vorrei accoppiare un altoparlante Philips AD3800 AM.

La potenza di uscita dell'amplificatore è 10 W mentre la massima potenza ammessa per il sopradetto altoparlante è di 6 W. Con 2 altoparlanti AD3800AM avrei una potenza disponibile di 12 W, ma come fare per non variare la impedenza di 800 Ω senza alterare la fedeltà di riproduzione?

Chiedo uno schema costruttivo di cassetta acustica o bass-reflex per il sistema di riproduzione che mi consigliate in risposta al punto 1).

Possiedo un giradischi DUA21009; quale testina mi consigliate (preferibilmente DUAL)?

Qual è il valore della resistenza sul catodo del raddrizzatore dell'alimentatore dell'amplificatore Philips, di cui al punto 1)?

R. 1) Il problema è facilmente risolvibile. Basta infatti adottare 2 altoparlanti Philips tipo AD3800BM aventi l'impedenza di 400 Ω ciascuno, e disporli in serie, ottenendo l'impedenza totale di 800 Ω e la potenza di 12 W, perfettamente adeguata all'amplificatore 10 Watt.

2) In fig. 1 le diamo il disegno del mobile bassreflex per altoparlante AD3800M Philips. Siccome Lei avrà 2 altoparlanti di questo tipo, Le occorreranno due contenitori identici.

3) Consigliamo la testina Dual tipo CDS-3) a cristallo (risposta dichiarata da 20 Hz a 20 kHz), che bene si adatta al giradischi 1009.

4) La resistenza incognita dell'alimentatore deve essere determinata sperimentalmente in modo da ottenere le condizioni di lavoro

assai critiche dei tubi dell'amplificatore. Precisamente tale resistenza deve essere aggiustata in modo da portare l'alimentatore a 320 V, così che con una tensione negativa di — 11 V alle griglie dei due tubi EL86, la tensione anodica del 2° tubo EL86 risulti di 165,5 V rispetto a massa e la tensione di griglia rispetto a massa diventi 154,5 V per il 1° tubo EL86. Non si può quindi dire quale sia il valore della resistenza in oggetto, che potrebbe anche risultare inutile. *(a.f.)*

0714 - *Sig. M. Palumbo - Torino.*

D. Il signor Palumbo desidera sapere come devono essere collegati i circuiti di RF, di MF, l'amplificatore finale video ed audio, il circuito rivelatore quello limitatore, insomma desidera conoscere la disposizione dei vari stadi di un televisore.

R. A tale domanda ovviamente non si può rispondere in poche righe dato che essa denota la sua scarsa preparazione in materia di circuiti televisivi. Le consigliamo l'acquisto di due ottimi volumi.
Il primo è quello del FAVILLA, *Messa a punto dei televisori* edito dalla casa Editrice Il Rostro che è stato compilato allo scopo di dare al tecnico una guida pratica elementare per la messa a punto di un ricevitore per televisione e nel quale, come lei desidera, i vari stadi sono esaminati separatamente in modo da comprenderne il relativo funzionamento. Il suo costo è di lire 1.300.
Un altra bellissima opera che le sarà senz'altro della massima utilità è il *corso di televisione*, pubblicato sempre dalla Editrice Il Rostro, il cui costo è di lire 5.000, alla cui compilazione hanno partecipato i migliori specialisti italiani, affiancati da alcuni studiosi inglesi e francesi. Con tale volume nessuno dei suoi quesiti resterà senza risposta. *P. Soati*

0715 - *Sig. D. Fontanive - Trento.*

D. Desidera conoscere le caratteristiche dei transistori 071, 083, 025, 034, 013 e 014.

R. Purtroppo non ci è stato possibile rintracciare quanto ci è stato richiesto non essendo riportati i suddetti tipi di transistori riportati nei manuali in nostro possesso. Preghiamo il sig. Fontanive, se ne ha la la possibilità di comunicarci la casa costruttrice degli stessi o quanto meno la nazione di provenienza. *P. Soati*

0716 - *Sig. G. Garosi - Parma*

D. Desidera la pubblicazione di uno schema di un amplificatore autoregolatore a induttanza variabile (variatore di velocità).

R. In figura 1 è riportato lo schema di un amplificatore che libera impulsi di corrente variabile, realizzato dalla THOMSON ITALIANA, col segnale di entrata, ad una frequenza ricorrente fissa fornita sia da segnale esterno di sincronismo sia dal rilassamento interno. Il far funzionare i transistori in tutto o niente, permette di diminuire le perdite e ridurre l'ingombro ad un volume assai piccolo.
Questo *regolatore-modulatore* può essere usato come:
a) Amplificatore di potenza di asservimento;
b) Autoregolatore a induttanza variabile (variatore di velocità);
c) Amplificatore di comando di transistori di forte pendenza (applicazione alla regolazione di correnti continue elevate, alimentazioni stabilizzate).
Il circuito di entrata è composto dai transistori T_1 e T_2 può essere sia un trigger di Schmitt sia un multivibratore, a seconda che si desideri sincronizzare l'amplificatore su una frequenza esterna (ad esempio 50 Hz) o che il funzionamento sia autonomo (alimentazione stabilizzata). Nel caso dello schema in questione, che utilizza un gene-

Fig. 1/0716

Fig. 2/0716

Fig. 3/0716

ratore esterno, il segnale d'entrata 1 è svettato dal diodo zener Z_1. I segnali trasmessi da R_2 trascinano l'oscillazione del trigger ad istanti vicini al passaggio allo zero del segnale d'entrata. Si possono dunque prelevare sui collettori T_1 e T_2 segnali sfasati in polarità di un semi periodo. I fronti sono derivati dai condensatori C_2 e C_4. In numerose applicazioni può interessare produrre segnali simmetrici sfasati di una semi alternanza (ad esempio pilotaggio di un convertitore in push-pull). In tal caso la parte dello schema tratteggiata è riprodotta in doppio.

Gli impulsi di uscita da C_2 e C_4 pilotano un monostabile costituito dai transistori T_3 e T_4. Tale circuito oscilla allorchè un impulso negativo giunge alla base di T_3 e ritorna allo stato iniziale dopo un tempo determinato dal tempo di scarica del condensatore C_3 nelle resistenze R_{15} e R_{19}. Si nota infatti che allo stato di riposo il transistore T_4 è conduttore, perchè, la sua base è ricondotta al minimo dell'alimentazione da D_1, R_{17} e R_{19}. Essendo saturato, il potenziale del suo collettore è vicino a quello del suo emettitore. La fase di T_3 è dunque riportata ad un potenziale inferiore al potenziale degli emettitori, dal ponte di resistenze R_{10} e R_{11}. Il transistore T_3 è così bloccato.

Un impulso negativo è inviato alla base di T_3: questo transistore conduce e compare un impulso positivo sul suo collettore. Il condensatore C_3, che aveva assunto una carica quasi uguale a quella della tensione di alimentazione e con polarità indicata, rinvia dunque l'impulso positivo, per mezzo di R_{16} (470 Ω), sul catodo del diodo D_1. Questo cessa così di alimentare la base di T_4. Il transistore si blocca. Il ponte di resistenza R_{10}, R_{11} rinvia allora una polarità negativa sulla base di T_3 che si manterrà conduttore fino a quando il condensatore C_3 non avrà perduto la carica sufficiente. Da questa pausa, la base di T_4 si trova ad essere di nuovo alimentata sotto tensione negativa: il transistore conduce e blocca T_3. Notiamo che se C_2 trasmette un impulso positivo appena prima di questa pausa, blocca T_3 che si mantiene in questo stato, giacchè l'impulso negativo che compare al suo collettore, è trasmesso da C_3 alla base di T_4. Abbiamo perciò un circuito che consente di liberare un impulso di larghezza massima pari alla durata del semi-periodo del segnale di sincronismo. La costante di tempo sarà inizialmente scelta prossima a questo valore. È possibile diminuire la larghezza dell'impulso riducendo il valore di R_{19}. In questo schema un transistore T_{10} si trova montato in parallelo su R_{19}, tramite il diodo D_2 e secondo lo stato di conduzione di T_{10}, gli impulsi avranno una larghezza variabile. I due diodo D_2 e D_3 hanno lo scopo di inserire alternativamente T_{10} nel circuito da pilotare (dato che quello presenta la più forte polarità positiva sui diodi).

Al limite, allorchè T_{10} è saturato, la base di T_4 si trova direttamente ricondotta al minimo tramite R_{17} ed i segnali di uscita sono annullati.

La resistenza R_{15} è prevista per limitare la corrente al collettore di T_{10} in questo caso.

Il pilotaggio continuo della larghezza degli impulsi potrebbe essere applicato direttamente ai terminali di R_{29} ma spesso è pre-

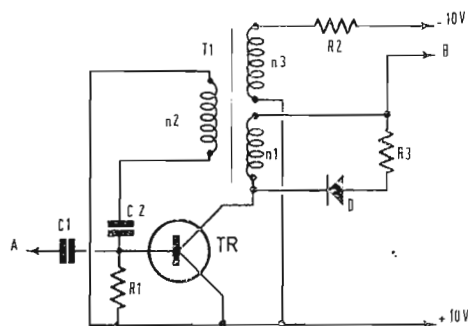



Fig. 2/0717

Fig. 2/0718

feribile riportare il punto freddo d'entrata al 4. È il compito del transistore T_9: e secondo il senso desiderato dal pilotaggio, il punto 2 sarà riunito al 5 o al 6.

Il diodo Zener Z_3 ha il compito di limitare la corrente base, nel caso in cui una tensione transitoria troppo forte fosse applicata alla entrata. Una seconda entrata è prevista fra 3 e 4.

Qualora questo amplificatore assuma una funzione di asservimento, può essere necessario limitare una corrente d'uscita. La tensione sarà dunque prelevata ai terminali di uno shunt percorso da questa corrente e riportato fra 3 e 4. Se la tensione applicata tra questi terminali supera la tensione di soglia del diodo al silicio D_4, il transistore T_8 è rapidamente saturato e attenua, o annulla, i segnali di uscita che pilotano T_{10}. I segnali di uscita del monostabile alimentano la base di T_5 tramite R_{16} e Z_2 che elimina la tensione di caduta di T_4.

Gli impulsi sono ancora amplificabili da T_6 e T_7 allorquando i terminali 15 e 16 sono riuniti.

Le resistenze R_{23}, R_{22} e R_{25} ritornano al terminale 13 che può essere portato ad un valore positivo rispetto al terminale 2. È possibile così accorciare il tempo di taglio del transistore di potenza di uscita T_7 ed aumentare la stabilità termica di questo transistore. Il carico può essere collegato tra 7 e 9 (trasformatore d'impulso, ad esempio) o tra 10 e 2 (caso del pilotaggio tra base ed emettitore di un transistore di potenza). Gli schemi 2, 3 e 4 danno alcuni esempi di impiego del *regolatore-modulatore*.

Componenti:
R_1 = 4.700 Ω; R_2 = 10.000 Ω; R_3 = 15.000 Ω; R_4 = 1.000 Ω; R_5 = 3.300 Ω; R_6 = 180 Ω; R_7 = 3.300 Ω; R_8 = 10.000 Ω; R_9 = 1.000 Ω; R_{10} = 4.700 Ω; R_{11} = 10.000 Ω; R_{12} = 1.000 Ω; R_{13} = 1.000 Ω; R_{14} = 100 Ω; R_{15} = 470 Ω; R_{16} = 1.000 Ω; R_{17} = 2.200 Ω; R_{18} = 10.000 Ω; R_{19} = 27.000 Ω; R_{20} = 10.000 Ω; R_{21} = 220 Ω 1 W; R_{22} = 1.000 Ω; R_{23} = 220 Ω; R_{24} = 470 Ω; R_{25} = 470 Ω; R_{26} = 2.200 Ω; R_{27} = 1.000 Ω; R_{28} = 470 Ω; R_{29} = 2.200 Ω; R_{30} = 2.200 Ω; P_1 = 100 Ω; P_2 = 10.000 Ω;
C_1 = 1.000 pF; C_2 = 10.000; C_3 = 1 μF (per 50 Hz) 0,1 μF (per 1000) C_4 = 10.000;
Transistori della Thomson Italiana: da T_1 a T_5 = 2N525 (+ 3); T_6 = 44 T_1 (+ 1); T_7 = THP 47 (+ 2); T_8 = 2N525; T_9 = 2N525; T_{10} = 2N388. Z_1 = 15Z4; Z_2 = 12Z4 (+); Z_3 = 2Z4; da D_1 a D_3 = 1N75; D_4 = 161 2. (*P. Soati*)

0717 – *Sig. F. Parravici – Lissone*

D. Richiede lo schema di un circuito flip-flop (multivibratore bistabile) e di un generatore di impulsi.

R. Considerato che gli schemi ai quali fa riferimento e pubblicati a suo tempo sulla Antenna non si adattano alle sue esigenze avendo delle caratteristiche troppo diverse da quelle desiderate, in figura 1 riportiamo lo schema di un multivibratore bistabile la cui frequenza massima è di 1 MHz ma che ben si adatta a funzionare sulle frequenze da lei desiderate.

Nel circuito originale sono stati usati due transistori americani del tipo 2N404 i quali possono essere sostituiti da altri aventi caratteristiche similari.

Tutti i diodi sono del tipo 1N126 o similari.

Il valore dei componenti è il seguente:
C_1 = 180 pF mica 25 V; C_2 = 430 mica

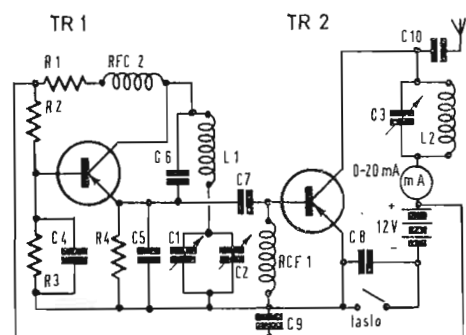
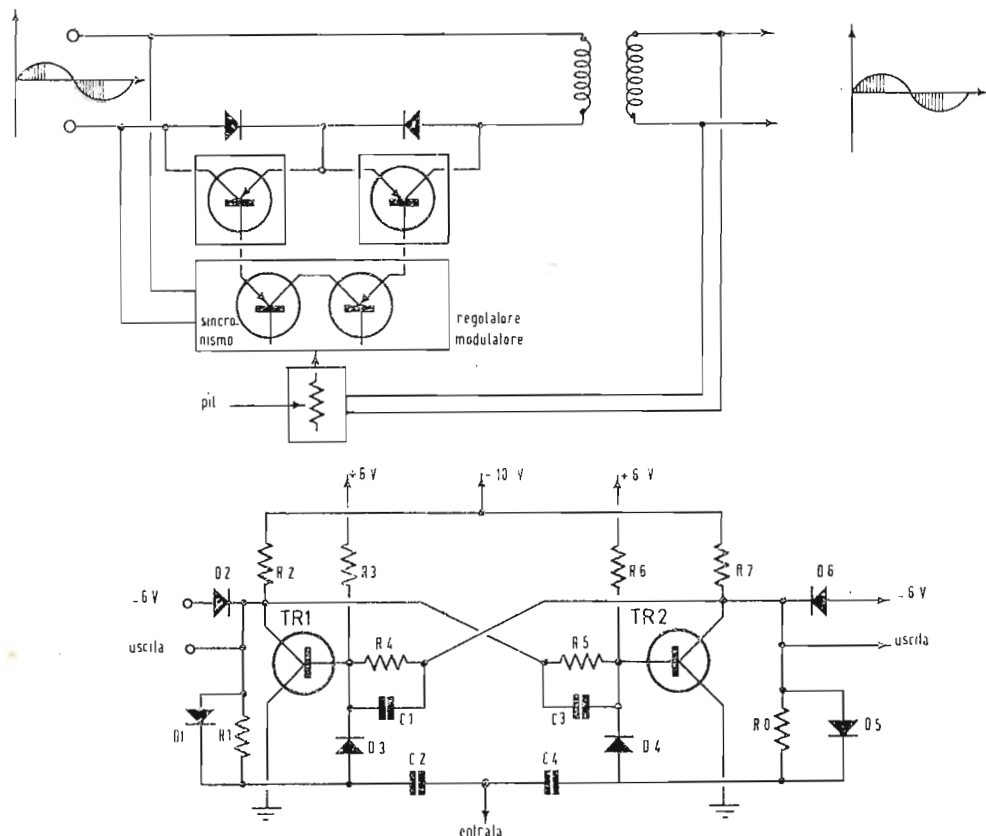



Fig. 1/0716

Fig. 1/0717

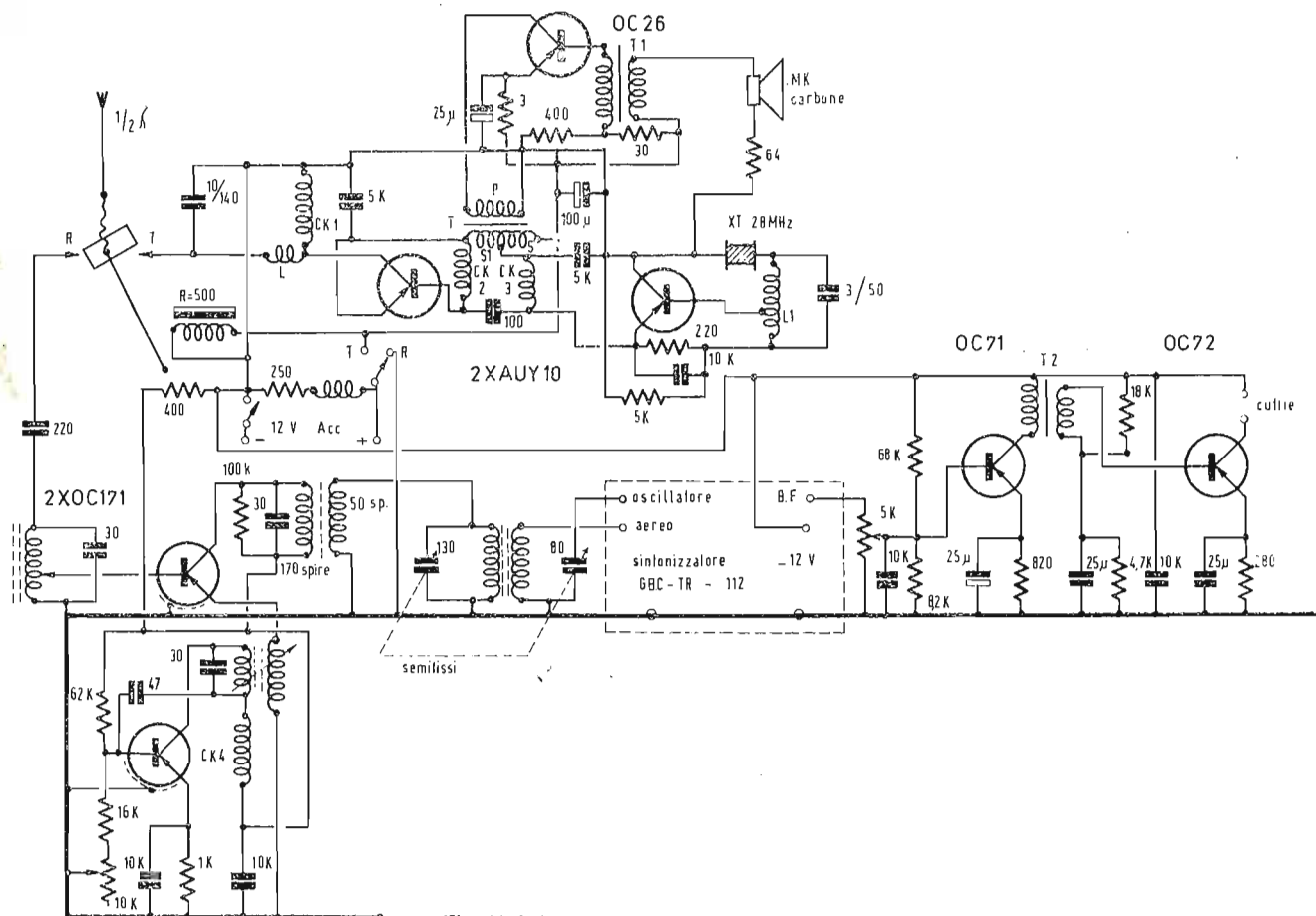



Fig. 1/0718

25 V; C_3 = 180 pF mica 25 V; C_1 = 130 pF mica 25 V;
R_1 = 5100 Ω ½ W; R_2 = 1200 Ω ½ W; R_3 = 11.000 Ω ½ W; R_4 = 2.700 Ω ½ W; R_5 = 2.700 Ω ½ W; R_6 = 11.000 Ω ½ W; R_7 = 1.200 Ω ½ W; R_8 = 5.000 Ω ½ W.

In figura 2 è visibile lo schema elettrico relativo un generatore di impulsi. Il segnale sinusoidale deve essere applicato a questo circuito che lo trasforma in un impulso con fronte di salita molto rapido, che può essere utilizzato per il pilotaggio di un multivibratore bistabile come quello di figura 1.

Non appena la semionda negativa del segnale supera un determinato valore, il transistore, precedentemente bloccato, conduce facendo circolare corrente nell'avvolgimento n_1, che induce un impulso negativo in n_3, mantenendo il transistore in conduzione no a quando la semionda positiva del segnale di ingresso lo torna a bloccare.

Componenti:

T_1 = n_1 = 60 spire; n_2 = 15 spire; n_3 = 30 spire.
C_1 = 1.500 pF; C_2 = 1.500 pF.
R_1 = 1.000 Ω; R_2 = 470 Ω; R_3 = 560 Ω.
T = OC71 Philips. D = OA79.

(*P. Soati*)

0718 – *Sig. C. Porta – Genova*

D. È richiesto lo schema di un rice-trasmettitore la cui realizzazione non presenta eccessive difficoltà e che è stato montato da molti radio amatori con successo. Il suo campo di frequenza è sui MHz, ma aumentando opportunamente il numero di spire di L e L_1 è possibile portarlo a lavorare su frequenze notevolmente più basse. In esso, fra l'altro, si fa uso del sintonizzatore GBC TR112 che può essere acquistato, montato o sotto forma di scatola di montaggio, dalla stessa ditta. L'altro materiale è pure facilmente reperibile.

I valori dei vari componenti sono riportati direttamente sullo schema ad eccezione del seguente:

L = 7 spire spaziate; diametro 20 mm. filo da 15/10.
L_1 = 11 spire con presa centrale spaziate, diametro 10 mm, filo da 6/10.
T = trasformatore di modulazione impedenza primario 60 Ω, secondario S = 25 Ω S_1 = 50 Ω.
T_1 = trasformatore microfonico rapporto 1/6.
CK_1 = 17 spire filo da 0,5 mm spire serrate avvolte su un diametro di 5 mm.
CK_2 = 8 spire filo da 0,5 mm spire serrate avvolte su un diametro di 5 mm.
CK_3 = 6 spire filo da 0,5 mm spire serrate avvolte su un diametro di 5 mm.
CK_4 = impedenza da 2 μH.

Il trasformatore T di modulazione può essere autocostruito attenendosi ai seguenti dati: Nucleo cm- 1,8, Primario 240 spire, S 240 spire, S_1 = 50 spire filo da 0,3 MM.

Il sintonizzatore GBC/TR112 è stato adattato per l'alimentazione a 12 V. In figura 2 riportiamo lo schema di un trasmettitore a transistori adatto per la gamma dei 3,5 MHz. Esso è adatto a funzionare in CW ma evidentemente può essere usato, con modulatore, anche in fonia. La potenza di uscita, che è dell'ordine di 150 mW, ha consentito di effettuare collegamenti ad alcune centinaia di miglia. Per consentire rapidi spostamenti di frequenza si è preferito ricorrere all'uso di un oscillatore Colpitts modificato (Clapp).

Sono stati usati transistori della *Thomson Italiana*: per T_{r1} il tipo 2N2711 per T_{r2} 2N2711 oppure il tipo 2N2712.

Il valore degli altri componenti è il seguente:
C_1 = 5 ÷ 15 pF variabile per allargamento della gamma; C_2 = 5 ÷ 55 pF variabile; C_3 = 6 ÷ 80 pF variabile del circuito finale; C_4 = 0,001 μF; C_5 = 1.000 pF; C_6 = 500 pF; C_7 = 100 pF; C_8 = 0,01 μF; C_9 = 0,01 μF; C_{10} = 0,001 μF.
R_1 = 2.200 Ω; R_2 = 120.000 Ω; R_3 = 100.000 Ω; R_4 = 2.200 Ω; RFC1 = 2,5 MH; RFC2 2,5 MH.
L_1 = 57 spire; L_2 = 35 spire ambedue avvolte in modo che 32 spire coprino la lunghezza di 25 millimetri. Filo tipo *B F W* n. 3016.

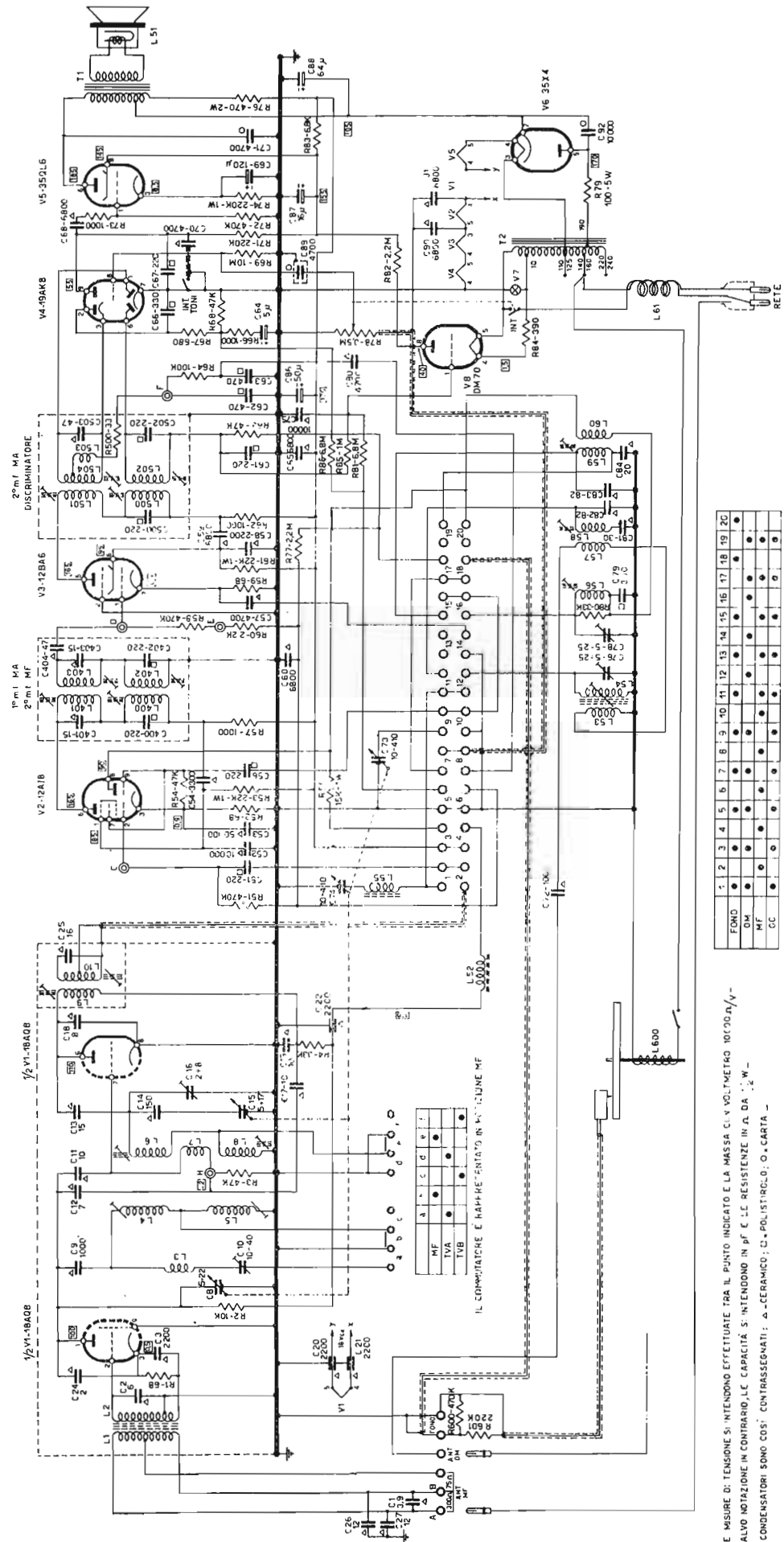
Risultati più sicuri potrà conseguirli montando un ricetrasmettitore Feluxe EICO, che viene fornito dalla GBC sotto forma di scatola di montaggio o montato e che pur lavorando su un campo di frequenze da 26,9 a 27,2 MHz consente di stabilire contatti fra automezzi fino a 40/50 chilometri di distanza e fra automezzi e posti fissi fino a 65 chilometri. La potenza di uscita è dell'ordine dei 5 W. Esso viene fornito in tre tipi distinti: modello 770 per alimentazione a 117 V ca, modello 771 alimentazione a 117 V ca ed in più a6 V cc 9A; modello 772 alimentazione a 117 V ca e a 12 V cc 4 A. Eventuali chiarimenti può richiederli direttamente alla GBC Viale Matteotti Cinisello Balsamo (Milano).

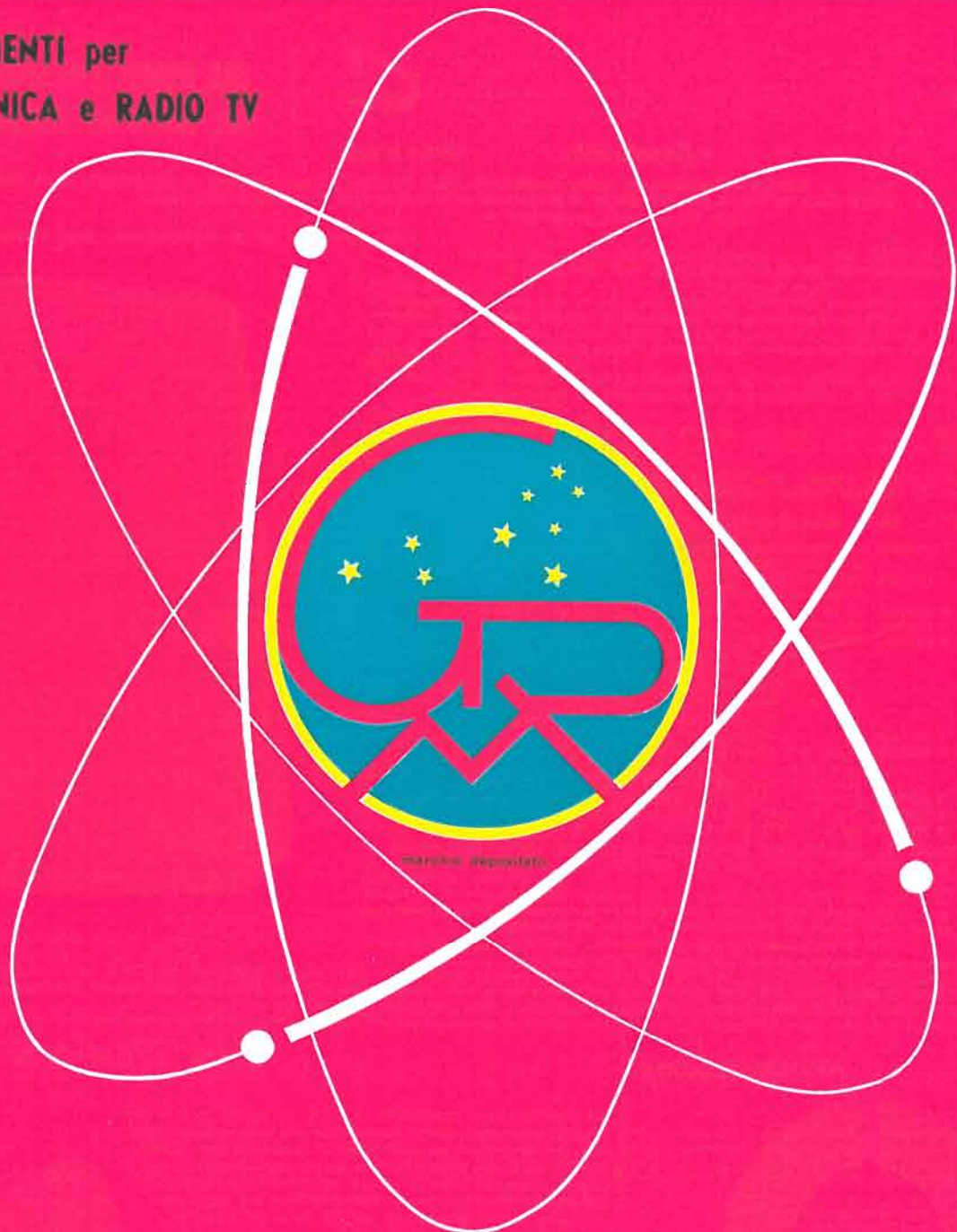
(*P. Soati*)

	a	b	c	d	e	f
MF		●			●	
TVA	●			●		
TVB			●			●

LE MISURE DI TENSIONE SI INTENDONO EFFETTUATE TRA IL PUNTO INDICATO E LA MASSA CON VOLTMETRO 10000 Ω/V – SALVO NOTAZIONE IN CONTRARIO, LE CAPACITÀ SI INTENDONO IN pF E LE RESISTENZE IN Ω DA 1/2 W –
I CONDENSATORI SONO COSÌ CONTRASSEGNATI: △ = CERAMICO; □ = POLISTIROLO; O = CARTA –

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
FONO	●		●		●		●		●		●		●		●			●		●
OM	●		●		●		●		●			●		●		●	●		●	
MF		●		●		●		●		●	●		●		●		●		●	
OC	●		●		●		●		●		●		●		●		●		●	

I DISCHETTI INDICANO: " CONTATTO CHIUSO "

Schema elettrico del radioricevitore MABOLUX MA MF Mod. RMB 1531 - RMB 153

COMPONENTI per
ELETTRONICA e RADIO TV
RICAMBI
marchio depositato

Supertester 680 C

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

UNA GRANDE EVOLUZIONE DELLA I. C. E. NEL CAMPO DEI TESTER ANALIZZATORI!!

La **I.C.E.** sempre all'avanguardia nella costruzione degli Analizzatori più completi e più perfetti, e da molti concorrenti sempre puerilmente imitata, è ora orgogliosa di presentare ai tecnici di tutto il mondo il nuovissimo **SUPERTESTER BREVETTATO MOD. 680 C** dalle innumerevoli prestazioni e **CON SPECIALI DISPOSITIVI E SPECIALI PROTEZIONI STATICHE CONTRO I SOVRACCARICHI** allo strumento ed al raddrizzatore! **Ogni strumento I.C.E. è garantito.**

IL SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt è:
IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI !!
IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm. 126x85x28) **CON LA PIU' AMPIA SCALA!** (mm. 85x65) Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto che con la sua perfetta trasparenza consente di sfruttare al massimo l'ampiezza del quadrante di lettura ed elimina completamente le ombre sul quadrante; eliminazione totale quindi anche del vetro sempre soggetto a facilissime rotture o scheggiature e della relativa fragile cornice in bachelite opaca. **IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!** Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare **sovraccarichi accidentali od erronei anche mille volte superiori alla portata scelta!** Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI** e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra. **IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI:**

10 CAMPI DI MISURA E 45 PORTATE!!!

VOLTS C. C.:	**7 portate:**	con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: **100 mV. - 2 V.** - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V. C.C.
VOLTS C. A.:	**6 portate:**	con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: **2** - 10 - 50 - 250 - 1000 e **2500** Volts C.A.
AMP. C.C.:	**6 portate:**	**50** µA - 500 µA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e **5 A.** C.C.
AMP. C.A.:	**1 portata:**	200 µA. C.A.
OHMS:	**6 portate:**	4 portate: Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts 1 portata: Ohms per 10.000 a mezzo alimentazione rete luce (per letture fino a 100 Megaohms) 1 portata: Ohms diviso 10 - Per misure in decimi di Ohm - Alimentaz. a mezzo stessa pila interna da 3 Volts.
Rivelatore di REATTANZA:	**1 portata:**	da 0 a 10 Megaohms
CAPACITA':	**4 portate:**	(2 da 0 a 50.00 e da 0 a 500.000 pF. a mezzo alimentazione rete luce - 2 da 0 a 15 e da 0 a 150 Microfarad con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts).
FREQUENZA:	**3 portate:**	0 ÷ 50; 0 ÷ 500 e 0 ÷ 5000 Hz.
V. USCITA:	**6 portate:**	2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V.
DECIBELS:	**5 portate:**	da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere le portate suaccennate anche per misure di 25.000 Volts C.C. per mezzo di puntale per alta tensione mod. 18 I.C.E. del costo di L. 2.980 e per **misure Amperometriche in corrente alternata** con portate di 250 mA; 1 Amp.; 5 Amp.; 25 Amp.; 100 Amp.: con l'ausilio del nostro trasformatore di corrente mod. 616 del costo di L. 3.980, oppure con l'ausilio della Pinza Amperometrica AMPERCLAMP (qui a parte descritta) senza dover aprire od interrompere i circuiti da esaminare.

PREZZO SPECIALE propagandistico per radiotecnici, elettrotecnici e rivenditori **L. 10.500 !!!** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine od alla consegna **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Per i tecnici con minori esigenze la I.C.E. può fornire anche un altro tipo di Analizzatore e precisamente il **mod. 60 con sensibilità di 5000 Ohms per Volt** identico nel formato e nelle doti meccaniche al mod. 680 C ma con minori prestazioni e minori portate (25) **al prezzo di sole L. 6.900** - franco stabilimento - astuccio compreso. Listini dettagliati a richiesta: **I.C.E. VIA RUTILIA 19/18 MILANO TELEF. 531.554/5/6.**

Amperometro a tenaglia *Amperclamp*

Per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare!!

Questa pinza amperometrica va **usata unitamente al nostro SUPERTESTER 680 C** oppure unitamente a qualsiasi altro strumento indicatore o registratore con portata 50 µA - 100 millivolts.

* A richiesta con supplemento di L. 1 000 la I.C.E. può fornire pure un apposito riduttore modello 29 per misurare anche bassissime intensità da 0 a 250 mA.

Prezzo propagandistico netto di sconto L. 6.900 franco ns/ stabilimento. Per pagamenti all'ordine o alla consegna omaggio del relativo astuccio.

Prova transistor e prova diodi Mod. TRANSTEST 662 I.C.E.

Con questo nuovo apparecchio la I.C.E. ha voluto dare la possibilità agli innumerevoli tecnici che con loro grande soddisfazione possiedono o entreranno in possesso del SUPERTESTER I.C.E. 680 C, di allargare ancora notevolmente il suo grande campo di prove e misure già effettuabili. Infatti il TRANSTEST 662 unitamente al SUPERTESTER I.C.E. 680 C può effettuare contrariamente alla maggior parte dei Provatransistor della concorrenza, tutte queste misure: **Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat per i TRANSISTOR e Vf - Ir per i DIODI.**

A dotazione dell'apparecchio viene dato gratuitamente un dettagliatissimo manuale d'istruzione che descrive in forma piana ed accessibile a tutti come effettuare ogni misura e chiarisce inoltre al tecnico meno preparato i concetti fondamentali di ogni singolo parametro. L'apparecchio è costruito intieramente con una nuovissima resina che lo rende assolutamente infrangibile agli urti. Per quanto si riferisce alla sua perfetta e professionale progettazione e costruzione meccanica ed al suo particolare circuito la I.C.E., avendo adottato notevolissime ed importanti innovazioni ha ottenuto anche per questo suo nuovo apparecchio diversi Brevetti Internazionali!

Minimo peso: grammi 250.
Minimo ingombro: mm 126 x 85 x 28.

PREZZO NETTO: SOLO L. 6.900 !!

Franco ns/ stabilimento, completo di puntali, di pila e manuale d'istruzioni. Per pagamento all'ordine o alla consegna, omaggio del relativo astuccio identico a quello del SUPERTESTER I.C.E. ma bicolore per una facile differenziazione.

I.C.E. INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE
MILANO - VIA RUTILIA, 19/18 - TELEFONI: 531.554/5/6